



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

**NÁVRH LADITELNÉHO KMITOČTOVÉHO FILTRU 2. ŘÁDU
V TECHNOLOGII CMOS**

DESIGN OF TUNABLE SECOND ORDER FREQUENCY FILTER IN CMOS TECHNOLOGY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Robin Hrdina

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Robin Hrdina

ID: 146833

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Návrh laditelného kmitočtového filtru 2. řádu v technologii CMOS

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Návrh laditelného kmitočtového filtru druhého řádu pro použití v integrovaných obvodech, včetně návrhu vhodného aktivního prvku v technologii ON I3T25. Schopnost pokud možno nezávisle přeladovat parametry filtru jako mezní kmitočet, kvalita a hodnota přenosu v propustném pásmu. Rozsah přeladovaných mezních frekvencí filtru v řádu desítek kHz.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 26.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem laditelného kmitočtového filtru druhého řádu v technologii CMOS. Práce sestává z návrhu transkonduktoru a jeho využití pro laditelný filtr v topologii gm-C. Návrh i všechny simulace byly provedeny v programu Cadence Spectre a Virtuoso. V omezené míře bylo využito i programů Orcad PSpice a SNAP.

Abstract

This master's thesis deals with the design of tuneable frequency second order filter in CMOS technology. The thesis describes the design of a transconductor and its utilization for tunable gm-C filter. The design and all simulations were made in Cadence Spectre and Virtuoso software. Limitedly Orcad Pspice and SNAP were also used.

Klíčová slova

Kmitočtový filtr, integrovaný filtr, laditelný filtr, transkonduktor, CMOS, ON I3T25, gm-C

Keywords

Frequency filter, integrated filter, tuneable filter, transconductor, CMOS, ON I3T25, gm-C

Bibliografická citace

HRDINA, R. *Návrh laditelného kmitočtového filtru 2. řádu v technologii CMOS*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 70 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Prokop, Ph.D..

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení.

V Brně dne 26. 5. 2016

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Prokopovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Vilému Kledrowetzovi, Ph.D. za poskytnutí přesných modelů ON I3T80 pro PSpice, které umožnily experimentování s návrhy i mimo prostory školy.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

Úvod	11
1. Základní vlastnosti kmitočtových filtrů	12
1.1 Základní typy filtrů	12
1.2 Přenosová funkce filtru	14
1.3 Aproximace	16
2. Integrované filtry	17
2.1 SC – Filtry se spínanými kapacitami	18
2.2 CT- Filtry pracující spojitě v čase	19
2.2.1 Topologie MOSFET-C	21
3. Topologie gm-C	22
3.1 Transkonduktance	22
3.1.1 Saturační režim	22
3.1.2 Lineární režim	23
3.2 Transkonduktor	24
3.3 Náhrada rezistoru	26
3.4 Integrátor	27
3.5 Zesilovač	28
3.6 Sčítač	29
3.7 Náhrada induktoru	29
4. Linearizace transkonduktoru	31
4.1 Linearizace source degenerací	33
4.1.1 Rezistorová degenerace	33
4.1.2 Degenerace pomocí dvou tranzistorů	34
4.2 Linearizace křížením	35
4.3 Linearizace konstantním napětím V_{DS}	36
4.4 Ostatní metody linearizace	38
5. Návrh transkonduktoru	39
5.1 Požadavky	39
5.2 Referenční zapojení	39
5.2.1 Popis referenčního zapojení	39
5.2.2 Parametry referenčního zapojení	41
5.3 Vlastní návrh	41

5.4	Parametry navrženého transkonduktoru	43
5.4.1	Linearita a přeladění transkonduktance	43
5.4.2	Dynamický rozsah	45
5.4.3	CMRR.....	46
5.4.4	Vstupní offset	47
5.4.5	THD	47
5.4.6	Corner analýza.....	48
5.4.7	Shrnutí	49
6.	Návrh filtru	50
6.1	Zapojení filtru	50
6.2	Symbolická analýza	51
6.3	Vliv jednotlivých transkonduktancí.....	52
6.4	Zesílení v propustném pásmu	53
6.5	Parametry filtru	53
6.5.1	Mezní frekvence	53
6.5.2	Dynamický rozsah	54
6.5.3	Zkreslení	54
6.5.4	Odezva na jednotkový skok.....	55
6.5.5	Corner analýza.....	55
6.5.6	Shrnutí	56
	Závěr.....	57
	Bibliografie.....	59
	Seznam zkratk.....	60
A	Schémata.....	61
A.1	Transkonduktor	61
A.2	Filtr.....	62
B	Grafy transkonduktoru.....	63
B.1	Corner analýza	63
B.2	Transkonduktance vyšší než 200 μ S.....	64
B.3	THD	65
B.4	FFT.....	65
C	Grafy filtru.....	66
C.1	Corner analýza	66
C.2	Jednotkový skok – dolní propust'.....	67
C.3	THD DP	67

C.4	FFT.....	68
C.5	Rozkmit gm1.....	68
C.6	Rozkmit gm2.....	69
C.7	Rozkmit gm3.....	69
C.8	Rozkmit gm4.....	70
D	Obsah CD	70

Seznam obrázků

Obr. 1	Náhrada rezistoru spínaným kapacitorem.	18
Obr. 2	SC dolní propust'.	18
Obr. 3	MOSFET-C integrátor (náhrada rezistoru).	22
Obr. 4	Symbol jednoduchého OTA.	24
Obr. 5	Symbol plně diferenčního OTA.	24
Obr. 6	Vnitřní zapojení jednoduchého OTA.	24
Obr. 7	Vnitřní zapojení s diferenčním výstupem.	25
Obr. 8	OTA rezistor.....	26
Obr. 9	Plovoucí OTA rezistor.	26
Obr. 10	OTA integrátor.	28
Obr. 11	Ztrátový OTA integrátor.	28
Obr. 12	Zesilovač OTA.	28
Obr. 13	Schéma sčítače.	29
Obr. 14	OTA induktor.	30
Obr. 15	Plovoucí OTA induktor.....	30
Obr. 16	Plovoucí OTA induktor - druhé zapojení.	30
Obr. 17	Schéma jednoduchého transkonduktoru.....	32
Obr. 18	Schéma rezistorové source degenerace	33
Obr. 19	Schéma degenerace se dvěma tranzistory	34
Obr. 20	Schéma linearizace křížením.....	36
Obr. 21	Schéma linearizace s konstantním V_{ds}	36
Obr. 22	Schéma source degenerace s křížením	38
Obr. 23	Princip kopie V_{ds}	39
Obr. 24	Schéma referenčního zapojení	40
Obr. 25	Nové schéma referenčního transkonduktoru.....	42

Obr. 26 Schéma původního filtru	50
Obr. 27 Schéma změněného filtru	50
Obr. 28 Schéma filtru se zesilovači	53

Seznam tabulek

Tabulka 1 Tabulka rozměrů tranzistorů.....	43
Tabulka 2 Tabulka nastavení corner analýzy transkonduktoru	48
Tabulka 3 Tabulka naměřených parametrů transkonduktoru	49
Tabulka 4 Tabulka vlivu transkonduktancí	52
Tabulka 5 Tabulka rozsahu mezních frekvencí.....	53
Tabulka 6 Tabulka hodnot zkreslení	54
Tabulka 7 Tabulka hodnot přechodové charakteristiky	55
Tabulka 8 Tabulka nastavení corner analýzy filtru	55
Tabulka 9 Tabulka výsledků corner analýzy filtru	55
Tabulka 10 Tabulka naměřených hodnot filtru	56

Seznam grafů

Graf 1 Modulová charakteristika dolní propusti.	12
Graf 2 Fázová charakteristika dolní propusti.	12
Graf 3 Přechodová charakteristika dolní propusti.	13
Graf 4 Časová odezva dolní propusti na obdélníkový signál.	13
Graf 5 Výstupní charakteristika MOS tranzistoru.....	22
Graf 6 Graf závislosti transkonduktance na vstupním napětí - bez linearizace.....	32
Graf 7 Graf závislosti transkonduktance na vstupním napětí - source degenerace	34
Graf 8 Graf přeladitelnosti g_m a závislosti g_m na vstupním napětí	44
Graf 9 Závislost transkonduktance na proudu I_s	44
Graf 10 Závislost napětí V_{ds} tranzistorů M1abc na proudu I_s	45
Graf 11 Závislost výstupního proudu na vstupním napětí - dynamický rozsah	46
Graf 12 CMRR transkonduktoru	46
Graf 13 Závislost vstupního offsetu na proudu I_s	47
Graf 14 Závislost THD na vstupním napětí.....	48
Graf 15 Dynamický rozsah filtru.....	54

Úvod

Tato diplomová práce se zabývá návrhem laditelného integrovaného kmitočtového filtru v technologii ON I3T25. Je navázáním na předchozí semestrální projekt 2, ve kterém jsem hledal nejvhodnější topologii a zapojení filtru. Díky velkému množství publikovaných informací a potenciálu ladění byla vybrána topologie gm-C. Rozhodujícím faktorem pro zapojení filtru byla možnost nezávisle laditelných parametrů a možnost realizace multifunkčního filtru.

V první kapitole stručně nastiňuji základní teorii o kmitočtových filtrech. V dalších kapitolách popisuji integrované filtry a dvě nejznámější topologie. Poslední teoretickou částí je rozbor a porovnání metod linearizací.

Stěžejním bodem této práce je návrh aktivního prvku – transkonduktoru a jeho využití pro vybrané zapojení filtru. Byly provedeny podrobné simulace aktivního prvku i samotného filtru.

Elektronické filtry jsou jedním ze základních stavebních bloků elektronických obvodů, které se uplatní defacto ve všech oborech a to jak analogových tak i v digitálních. Jejich základním účelem je selekce frekvencí vstupního signálu, respektive jejich propuštění či utlumení. Další vlastností, které se využívá, je fázový posuv. Převedeno na časovou osu, jde o časové zpoždění oproti vstupnímu signálu. Tyto vlastnosti se hojně uplatňují např. v audio technice, jako jsou reproduktorové výhybky, korekční předzesilovače či úprava prostorových efektů. Uplatní se ale také v telekomunikacích, radiotechnice, v mikroelektronice, u výkonové techniky nebo také u výpočetní techniky.

Základní podobou filtrů je jejich realizace pomocí diskrétních pasivních součástek. Tato technologie je za dobu své existence již velmi dobře prozkoumána a popsána. Díky potřebě miniaturizace a také dosažení lepších parametrů, jichž nelze v diskrétní podobě dosáhnout, se začalo s realizací filtrů v integrované podobě. Jejich základ vycházel z diskrétních zapojení. Nyní však existuje množství obvodů, které z nich již nevychází, a proto také není o integrovaných filtrech známo tolik co o diskrétních zapojeních.

Prvními částečně integrovanými filtry byly ARC, tedy aktivní RC filtry. Tato zapojení nahrazují RLC filtry, jelikož induktor většinou nelze v integrované podobě realizovat a v diskrétní podobě má zase mnoho parazitních vlastností. Další formou integrace jsou filtry realizované v HIO. Posledním stádiem integrace filtrů je jejich návrh na tranzistorové úrovni – bipolární i CMOS.

Základními problémy realizací filtrů v CMOS technologii jsou malé velikosti hodnot kondenzátorů a odporů, obtížná či nemožná realizace CMOS cívky a velký rozptyl hodnot při výrobě či teplotě. Ten vyžaduje dodatečné doladování ať už laserovým trimováním nebo změnou hodnoty parametru aktivního prvku, například transkonduktance. Je proto žádoucí navrhovat filtr tak, aby se omezil rozptyl hodnot zapříčiněný odchylkami při výrobním procesu a také filtr navrhnout co nejvíce laditelný s nezávisle laditelnými parametry.

1. Základní vlastnosti kmitočtových filtrů

V této kapitole uvedu základní vlastnosti kmitočtových filtrů, jako je jejich rozdělení, aproximace a matematický popis.

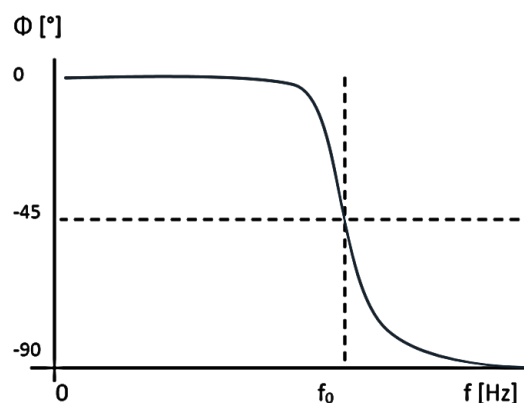
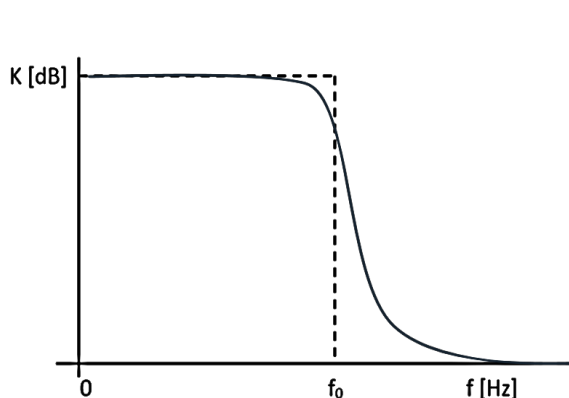
1.1 Základní typy filtrů

Typů kmitočtových filtrů existuje několik, pro tuto práci však postačí rozdělení dle selektivity, to znamená, kterou oblast kmitočtů propouští a kterou nikoliv. Typ filtru se odvíjí od tvaru modulové kmitočtové charakteristiky.

- Dolní propust' – nepropouští frekvence vyšší než je hodnota mezního kmitočtu,
- horní propust' – nepropouští frekvence nižší než je hodnota mezního kmitočtu,
- pásmová propust' – propouští pásmo frekvencí mezi dvěma mezními kmitočty,
- pásmová zadrž – nepropouští pásmo frekvencí mezi dvěma mezními kmitočty.

Speciálním případem je všepropustný fázovací článek. Ten slouží především pro aplikace, kde se využívá časového zpoždění, tedy fázového posuvu. Například při nastavování reproduktorů domácího kina.

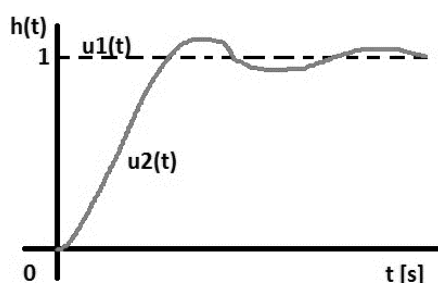
V ideálním případě je modul propustného pásma v bezrozměrné jednotce roven 1 a v nepropustném 0. Díky nelinearitě reálných akumulačních prvků (kapacitorů a induktorů) přechod mezi propustným a nepropustným pásmem je postupný a klesá v decibelové modulové charakteristice o 20db/dekádu v případě filtrů prvního řádu. S každým dalším řádem roste tato hodnota a 20db/dek. Čím vyšší řád, tím se filtr více blíží ideální charakteristice. Tyto akumulační prvky také způsobují časové zpoždění průchodu signálu, tuto vlastnost vyjadřujeme fázovou kmitočtovou charakteristikou. Návrh filtru je tedy kompromisem mezi vyžadovanými parametry a složitostí návrhu. [1]



Na obrázcích výše jsou ukázky ideálních kmitočtových charakteristik. U modulové je plnou čarou znázorněn modul neideálního filtru.

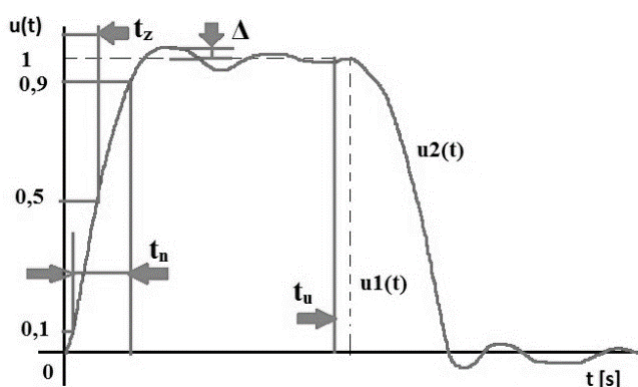
Dalšími důležitými charakteristikami filtrů jsou přechodová a impulsní. Obě tyto charakteristiky jsou časovými průběhy odezvy na jednotkový skok (přechodová char.) a jednotkový (Diracův) impuls (impulsní char.). Jednotkový skok je skok z logické úrovně 0 do úrovně 1. Diracův impuls je derivací jednotkového skoku, je nekonečně vysoký a nekonečně krátký. Tyto charakteristiky se využívají pro analýzu chování filtru v digitálních obvodech nebo jejich odezvu na obdélníkový průběh.

Přechodová charakteristika se značí $h(t)$, je časovou funkcí. Pro návrh filtru se využívá více než impulsní, lépe se z ní odhaluje chování filtru u obdélníkového signálu a přenos stejnosměrné složky. U modulu platí, že odezva na přenos kmitočtů jednotkového skoku blízkých se nekonečnu odpovídá velikosti modulového přenosu pro kmitočty blízkí se nule a naopak. Proto každý typ filtru reaguje jinak na ostré náběžné hrany či na stejnosměrnou složku. [1]



Graf 3 Přechodová charakteristika dolní propusti.

Pomocí přechodové charakteristiky lze analyzovat průchod obdélníkového signálu filtrem. Níže jsou uvedeny další parametry, které jsou důležité pro interpretaci odezvy filtru na obdélníkový signál.



Graf 4 Časová odezva dolní propusti na obdélníkový signál.

Kde:

Δ = překmit

t_z = doba zpoždění

t_n = doba náběhu

t_u = doba ustálení

1.2 Přenosová funkce filtru

Přenosová funkce vyjadřuje vztah mezi vstupním a výstupním napětím systému, kterým prochází spojitý signál [1]. Obecně ji lze zapsat jako:

$$K_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} \quad (1.1)$$

Výsledkem je bezrozměrná konstanta, která udává poměr vstupu a výstupu. Vyjadřuje tedy zesílení nebo útlum. V případě filtrů se používá především modul v jednotkách dB [1]. Převod na decibely se provádí následující rovnicí:

$$K_{dB} = 20 \cdot \log(K_u) \quad (1.2)$$

Použitím Laplaceovy transformace můžeme přenosovou funkci vyjádřit v kmitočtové oblasti jako podíl výstupní a vstupní veličiny. Kde $Y_{(s)}$ a $X_{(s)}$ jsou Laplaceovy obrazy výstupního a vstupního signálu. $H_{(s)}$ je potom Laplaceův obraz přenosové funkce komplexního kmitočtu s [1].

$$H_{(s)} = \frac{Y_{(s)}}{X_{(s)}} \quad (1.3)$$

Podrobným vyjádřením přenosové funkce je racionální lomená funkce kde $m \leq n$, a kterou lze dále upravovat [1].

$$H_{(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (1.4)$$

Laplaceův operátor můžeme substituovat jako $s=j\omega$. Mocnina n udává řád filtru a také minimální počet nelineárních prvků (induktorů a kapacitorů). Čitatel této lomené funkce udává typ selektivity filtru a jmenovatel jeho vlastnosti.

Tuto racionální lomenou funkci můžeme pomocí rozkladu polynomů rozložit na jednotlivé kořeny. Kořeny čitatele se označují jako nuly, ty ve jmenovateli jako póly. Je-li komplexní kmitočet roven nule, je přenos v tomto kmitočtu nulový. Pokud je roven hodnotě pólu, je přenos nekonečný [1].

Z -> nuly, P -> póly.

$$H_{(s)} = \frac{(s - z_m)(s - z_{m-1}) \cdots (s - z_1)}{(s - p_m)(s - p_{m-1}) \cdots (s - p_1)} \quad (1.5)$$

Přenosová funkce druhého řádu je velmi často normována koeficientem $b_n = 1$. V tomto tvaru rovnice (1.4) koeficienty polynomů určují bez dalších úprav přímo základní vlastnosti filtrů. Proto se tohoto tvaru používá pro analýzu filtrů vyšších řádů jako součinu jednotlivých přenosových funkcí druhého řádu. V případě lichých řádů je nutno na konci násobit přenosovou funkcí prvního řádu [1].

$$H_{(s)} = k \frac{s^2 + s \frac{\omega_z}{Q_z} + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} \quad (1.6)$$

ω = komplexní kmitočet

Q = činitel jakosti

1.3 Aproximace

Účelem aproximací je nalezení koeficientů přenosové funkce tak, aby splňovaly toleranční pole modulové charakteristiky. Jedněmi z parametrů, které jednotlivé aproximace ovlivňují, jsou strmost modulové charakteristiky, linearita či důraz na zachování tvaru signálu.

Existuje několik nejpoužívanějších aproximací. Návrhář si ale může vytvořit aproximaci vlastní, dle svých speciálních požadavků nebo využít některé z málo používaných speciálních typů [1].

Besselova aproximace

Pro tuto aproximaci je typická nízká strmost modulové charakteristiky. Vyšší strmosti lze dosáhnout vyššími řády, avšak za cenu složitějších návrhů, zvyšující se ceny a dalších faktorů. Nejdůležitějším faktorem této aproximace je přechodová charakteristika téměř bez překmitů. Tato vlastnost předurčuje její použití pro filtry pracující s obdélníkovými signály nebo tam, kde záleží na zachování tvaru signálu [1].

Butterworthova aproximace

Je nejpoužívanější ze všech aproximací. Její největší výhodou je vysoká linearita modulu v propustném pásmu a relativně vysoká strmost. Používá se především v aplikacích, kde záleží na co nejmenším zkreslení amplitudy vstupního signálu [1].

Čebyševova aproximace (inverzní čebyševova)

Má strmější přechod z propustného do nepropustného pásma. Má však poměrně velké zvlnění modulu a fáze v propustném pásmu.

Inverzní čebyševova aproximace má stejné vlastnosti. Zvlnění se však týká nepropustného pásma [1].

Cauerova aproximace

Oproti předešlým typům má nejvyšší strmost přechodu z propustného do nepropustného pásma. Tato vlastnost je vykoupena nelinearitou fázové a přechodové charakteristiky. Tím pádem má i velký vliv na nezachování tvaru vstupního signálu.

Tato aproximace se používá především tam, kde záleží nejvíce na co nejvyšší strmosti modulové charakteristiky. [1]

2. Integrované filtry

Integrované filtry vznikly kvůli potřebě miniaturizovat kmitočtové filtry do té doby realizované pouze diskretním zapojením. Ačkoliv jsou diskretní zapojení filtrů vesměs jednoduchá, odzkoušená a velmi dobře popsaná, nesou v sobě několik základních nedostatků. Jednak se jedná o problém, kdy přeladění mezní frekvence většinou zároveň ovlivňuje i další parametry filtru, jako činitel jakosti nul a pólů. Další a nejpodstatnější problém spočívá v induktorech. Pasivní RC filtry nelze navrhnout na vyšší činitel jakosti než 0,5. Pro zvýšení činitele jakosti i řádu je třeba využít induktorů, tedy filtrů RLC nebo LC. Pro zjednodušení RLC filtrů a zlepšení vlastností, především parazitních vlastností cívek samotných, se používají filtry ARC. Jedná se o předstupeň integrovaných filtrů, kdy integrovaný prvek zde zastupuje operační zesilovač, avšak zbytek obvodu je řešen pasivními prvky R a C. Tyto filtry se však s úspěchem používají a to zejména tam, kde nezáleží na přesnosti mezních frekvencí, ale spíše na tvaru signálu na výstupu. Mezní kmitočet ARC filtru 2. řádu má tuto rovnici [1]:

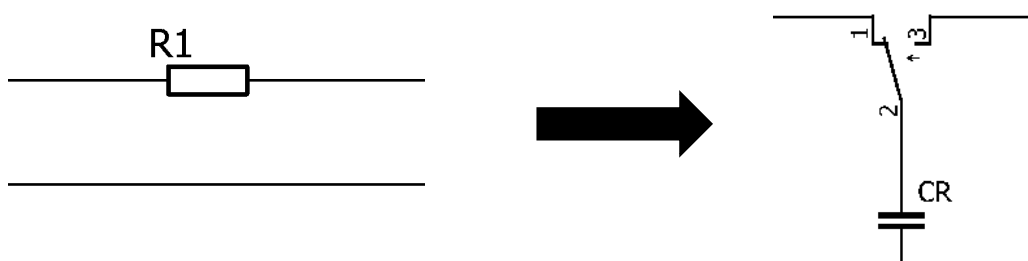
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \text{ [Hz]} \quad (2.1)$$

Z rovnice (2.1) je patrné, že chceme-li udržet nízkou hodnotu kapacitoru C, musíme zároveň zvýšit hodnotu odporu R. Jelikož realizovatelné hodnoty odporů a kapacitorů v technologii CMOS se pohybují v řádu kΩ a pF, je bez dalších úprav vyloučené použití integrovaných filtrů pro nízké frekvence nebo alespoň pokud chceme zachovat rozumnou velikost čipu. Induktory sice v integrované podobě realizovatelné jsou, ale pouze velmi malých hodnot a díky parazitním vlastnostem se pro integrované filtry nepoužívají. Místo nich se s úspěchem používá syntetických náhrad induktorů či rezistorů. Je tak možné vytvořit integrovaný filtr pouze pomocí tranzistorů, nejčastěji MOSFETů a kapacitorů. Tato zapojení umožňují použití i pro nízké frekvence i v audio rozsahu, 20 Hz – 20 kHz. Základním požadavkem na návrh integrovaných filtrů je, aby všechny součástky jednoho druhu měly stejné parametry nebo alespoň, aby se jejich parametry lišily pouze o malý násobek. Čím lepší sesouhlasení (matching) parametrů součástek, tím menší náchylnost na parazitní vlastnosti a také malý vliv na činitel jakosti [2] [3].

Základní dělení integrovaných filtrů je na SC a CT, tedy filtry se spínanými kapacitami (switched-capacitors) a filtry pracující spojitě v čase (continuous time).

2.1 SC – Filtry se spínanými kapacitami

SC neboli Switched capacitors filters, jsou první topologií plně integrovaných filtrů. Vznikly díky nedokonalosti hybridních integrovaných obvodů (HIO) topologií ARC. Ačkoliv byla výroba HIO na vysoké úrovni, nebylo možné dosáhnout uspokojivých výsledků při výrobě rezistorů, které nedosahovaly kvalit diskretních součástek a jejich parametry trpěly nepřesnostmi. Výsledkem byla náhrada rezistoru spínaným kapacitorem. Tato inovace umožňovala výrobu integrovaných filtrů s jediným pasivním prvkem a to kapacitorem. Níže je ukázka náhrady rezistoru a rovnice pro výpočet spínací frekvence resp. náhrady rezistoru [1].



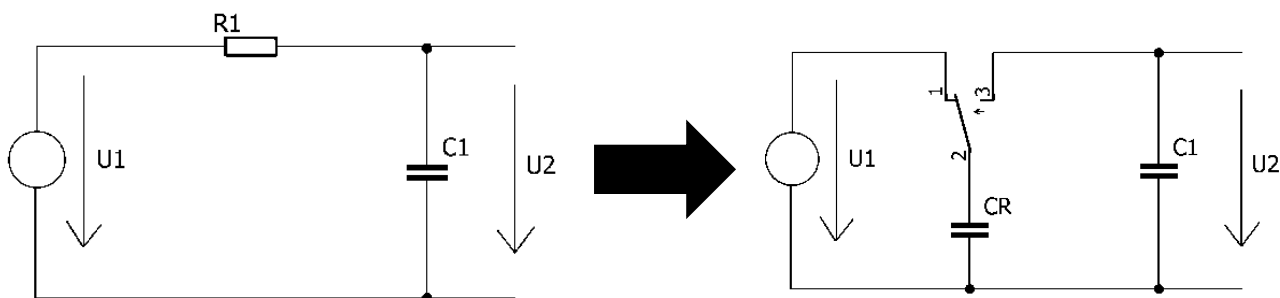
Obr. 1 Náhrada rezistoru spínaným kapacitorem.

$$R_{SP} = \frac{1}{f_{SP} C_R} \quad (2.2)$$

R_{SP} = Ekvivalentní rezistor

f_{SP} = Spínací frekvence

C_R = Spínací kapacitor



Obr. 2 SC dolní propust'.

Princip spočívá v nabíjení kapacity C_R na hodnotu U_I , po jejím dosažení se obvod přepne a začne nabíjet kapacitor C_I . Obvod se přepne tolikrát, kolikrát je zapotřebí, než se C_I nabije na hodnotu U_I . Jednak záleží na spínací frekvenci a dále na poměru velikostí kapacitorů. Tzn., kolikrát se musí přepnout obvod pro dosažení hodnoty U_I na C_I . Spínače se ovládají pomocí MOS tranzistorů. Obvod se pak chová, jakoby byl kapacitor C_I připojen na konstantní napětí přes rezistor R_{SP} [1].

Výhodami této topologie integrovaných filtrů jsou:

- snadné ladění filtru, stačí pouze změna spínaného kapacitoru,
- použitelnost pro relativně vysoké frekvence – jednotky až desítky MHz,
- snadná integrace, záleží na poměru velikostí kapacitorů, nikoliv na absolutní hodnotě, lze dosáhnout poměru až 0,1 %. [1]

Nevýhodami pak:

- rušení zpracovávaného signálu spínací frekvencí,
- vznik offsetu,
- ovlivňování filtru MOS spínači, např. parazitními kapacitami,
- Nyquistův-Shannonův teorém, kdy vzorkovací frekvence musí být minimálně dvojnásobná než nejvyšší harmonická složka zpracovávaného signálu = omezení použití do max. desítek MHz [1].

2.2 CT- Filtry pracující spojitě v čase

CT, neboli continuous time filters, jsou filtry, které na rozdíl od filtrů se spínanými kapacitami, pracují spojitě v čase. To znamená, že není zapotřebí žádná spínací frekvence pro jejich ovládání a jejich chování se odvíjí pouze od nastavení hodnot jednotlivých prvků a ladění prostřednictvím proudu či napětí. Všeobecně do nich lze zařadit pasivní (RC, LC, RLC), aktivní ARC i integrované filtry.

CT integrované filtry jsou navrhovány převážně v technologii CMOS. Bipolární integrovaná zapojení se pro filtry využívají zřídka. Avšak v posledních letech se začínají hojně uplatňovat technologie BiCMOS nebo například GaAs [4].

Podobně jako u SC filtrů, jsou CT filtry tvořeny převážně kapacitami, které lze relativně snadno vyrobit v CMOS a tranzistory MOSFET. Induktory jsou nahrazovány syntetickými induktory, které jsou tvořeny z operačních zesilovačů či transkonduktančních operačních zesilovačů. Základním omezením při návrhu v technologii CMOS jsou maximální hodnoty pasivních prvků kapacitorů a rezistorů. Maximální velikost CMOS kapacitoru je cca 20 pF. Z toho vyplývá, že při návrhu filtru pro nízké frekvence s použitím rovnice pro mezní kmitočet (2.1), je zapotřebí relativně velkého rezistoru.

Ten v případě frekvence v jednotkách kHz a maximální hodnotě kapacitoru, dosahuje až jednotek MΩ, který zabírá obrovské místo na čipu. Proto se i rezistory nahrazují jako syntetická zapojení [2] [3].

V CMOS technologii je relativně snadné dosáhnout dobrých poměrů hodnot jednotlivých prvků, avšak absolutní hodnoty jsou velmi ovlivňovány chybami při výrobě, teplotou, stárnutím a dalšími okolnostmi. Procentuální chyba relativních permitivit rezistorů a kapacitorů v CMOS může dosáhnout až 40%, což znamená, že pro časovou konstantu RC, může chyba dosahovat až 80%. Proto je nutné po výrobě filtry doladovat. Základní doladění parametrů lze provést laserovým trimováním, tato metoda však pouze upraví chyby při výrobě. Změnu způsobenou teplotou či stárnutím takto upravit nelze. Proto se k integrovaným filtrům zavádí automatické elektronické ladění, které zajistí, že se hodnoty filtru budou doladovat samy nebo se navrhne filtr s nezávisle laditelnými parametry pomocí změny proudu či napětí. [2] [3] [5].

Rovnice CMOS kapacitoru:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{t} \quad (2.3)$$

C = Hodnota kapacitoru

A = Plocha

t = Tloušťka dielektrika

ε_r = Relativní permitivita dielektrika

ε_0 = Permitivita vakua

Rovnice CMOS rezistoru:

$$R = \frac{\rho L}{tW} = R_s \frac{L}{W} \quad (2.4)$$

R = Hodnota odporu

ρ = Rezistivita materiálu

t = Tloušťka

L = Délka

W = Šířka

R_s = Odpor na čtverec

Výhody těchto filtrů jsou:

- použití pro vyšší kmitočty,
- nejsou ovlivňovány řídicími signály,
- lze je použít pro nízkonapěťové aplikace (napájení 5 V; 3,3 V; 1,8 V) [3].

Nevýhodami pak:

- šum,
- rozptyl absolutních hodnot,
- teplotní rozptyl parametrů,
- nutnost dodatečného doladování hodnot,
- malý dynamický rozsah [3].

Nejpoužívanějšími topologiemi CT integrovaných filtrů jsou MOSFET-C a gm-C. Základním stavebním blokem těchto topologií jsou integrátory a také, jak již bylo uvedeno, syntetické ekvivalenty cívek a rezistorů.

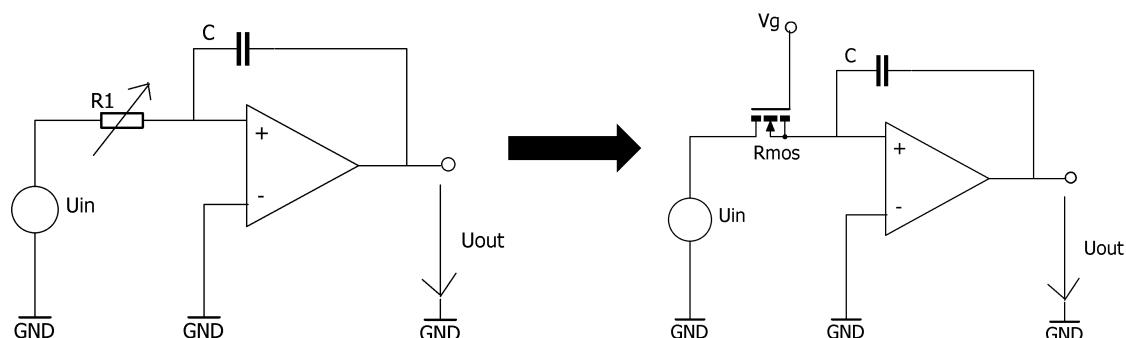
2.2.1 Topologie MOSFET-C

Tato topologie slouží k rychlému a snadnému návrhu plně integrovaných CT filtrů. Topologie vychází ze zapojení jednoduchého RC článku, tedy integrátoru. Rezistor je zde nahrazen MOS tranzistorem v lineárním režimu, ve kterém se chová jako odpor řízený napětím V_G . Jelikož se tranzistor jako reálná součástka nechová zcela lineárně, dochází k harmonickému zkreslení. Pro minimalizaci zkreslení je nutné tranzistor linearizovat. Existuje velké množství linearizací tranzistorů. Některé z nich je obtížné realizovat v technologii CMOS. Jiné jsou tvořeny řízením hradla v závislosti na vstupním napětí, které vyžadují složitější obvodové zapojení. Existují však dvě možnosti jednoduchých linearizací.

- Plně-diferenční zapojení – potlačení druhé harmonické složky,
- plně-diferenční zapojení s křížením – potlačení druhé i třetí harmonické složky, vyšší možnost přeladění.

Pro MOSFET-C filtry je typický velký dynamický rozsah, který je však vykoupěn nízkou mírou přeladění. To je omezeno použitelnou velikostí řídicího napětí V_G . Dle [6] je toto pro technologii CMOS07 rovno hodnotě max. 0,3 V pro NMOS a 0,75 V pro PMOS. Jelikož je ze shora omezeno napájecím napětím, je zjevné, že s napájecím napětím se snižuje i velikost rozsahu napětí V_G . Proto je topologie MOSFET-C defacto nepoužitelná pro filtry, které mají být laditelné na širokém spektru frekvencí. A zároveň je zřejmé, že je tato topologie těžko použitelná pro nízkonapěťové technologie.

Náhradou pro MOSFET-C je topologie gm-C. Jelikož se přímo týká návrhu v této práci, je gm-C topologie uvedena ve vlastní kapitole.



Obr. 3 MOSFET-C integrátor (náhrada rezistoru).

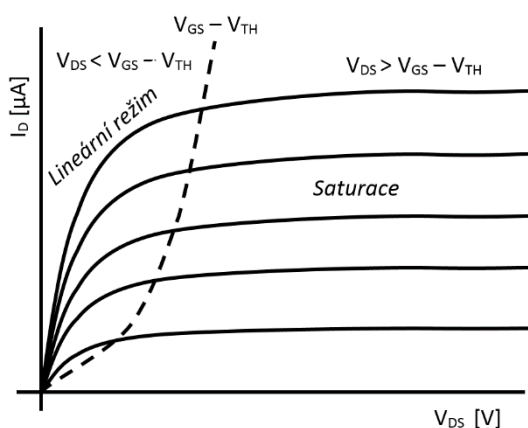
3. Topologie gm-C

Jedná se o jednu z nejpoužívanějších a nejvíce zkoumanou topologii. Velkou výhodou je možnost použití na vysokém rozsahu frekvencí. Od audio pásma až po GHz. Také je možné tvořit vysoce přeladitelné filtry, což dokazují i návrhem v této práci.

Stejně jako MOSFET-C vychází ze zapojení RC článku, kdy náhradou rezistoru tvoří transkonduktor resp. OTA.

3.1 Transkonduktance

3.1.1 Saturační režim



Graf 5 Výstupní charakteristika MOS tranzistoru

Pracuje-li MOS tranzistor v saturačním režimu, tedy platí-li nerovnice

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH} \quad (3.1)$$

Kde V_{DS} je napětí mezi elektrodami Drain a Source, V_{GS} je napětí mezi Gate a Source a V_{TH} je prahové napětí.

Můžeme psát transkonduktanci jako:

$$g_m = \frac{2 \cdot I_D}{(V_{GS} - V_{TH})} = \beta(V_{GS} - V_{TH}) = \sqrt{2\beta I_D} \quad (3.2)$$

Kde $W;L$ jsou rozměry kanálu, I_D proud tranzistorem a β je technologická konstanta.

$$\beta = K_P \frac{W}{L} \quad (3.3)$$

Kde K_P je transkonduktanční parametr daný technologií.

$$I_D = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda |V_{DS}|) \quad (3.4)$$

Pro běžné výpočty lze poslední člen, modulaci délky kanálu, zanedbat a můžeme tedy počítat proud jako:

$$I_D = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.5)$$

3.1.2 Lineární režim

Platí-li nerovnice:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \quad (3.6)$$

Je transkonduktance rovna:

$$g_m = \beta V_{DS} \quad (3.7)$$

Proud tranzistorem:

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3.8)$$

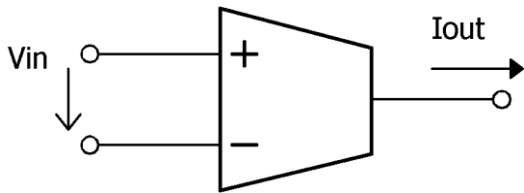
Pro nízké hodnoty U_{DS} lze zanedbat poslední člen v závorce a proto:

$$I_D = \beta[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS}] \quad (3.9)$$

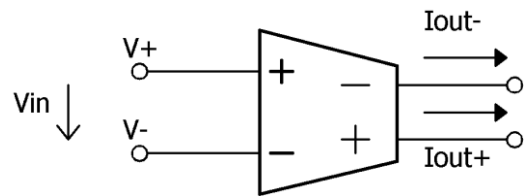
3.2 Transkonduktor

Jedná se o napětím řízený zdroj proudu, kdy je výstupní proud roven násobku transkonduktance a rozdílového napětí na vstupech.

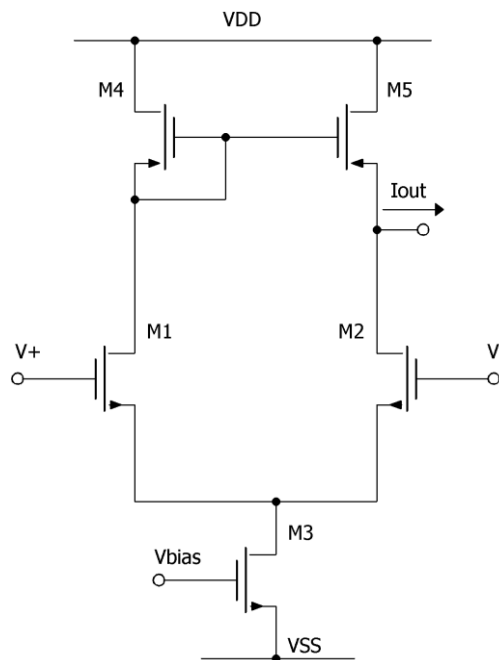
$$I_{OUT} = g_m \cdot (V_+ - V_-) = g_m \cdot V_{IN} \quad (3.10)$$



Obr. 4 Symbol jednoduchého OTA.



Obr. 5 Symbol plně diferenčního OTA.



Obr. 6 Vnitřní zapojení jednoduchého OTA.

I_{BIAS} je proud, který prochází tranzistorem M_3 a je součtem proudů tranzistorů M_1 a M_2 . Napětím na vstupech řídíme nepoměr velikostí proudů v obou větvích. Proud tranzistorem M_1 se zrcadlí skrze M_4 na tranzistor M_5 .

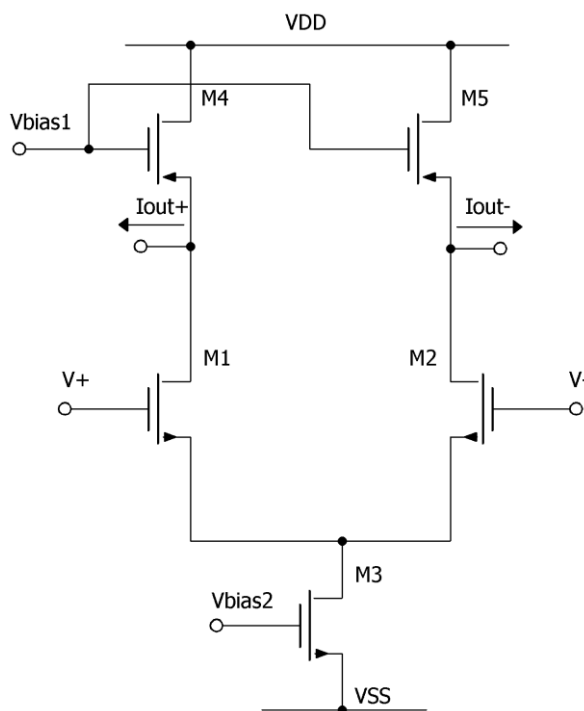
Aplikujeme-li Kirchhoffův zákon o součtu proudů na výstupní uzel, zjistíme, že nepoměr velikostí proudů tranzistorů M_5 a M_2 je kompenzován proudem I_{OUT} [7].

Velikost proudu v diferenčním páru nastavujeme tranzistorem M_3 , resp., napětím na jeho hradle. Na nějž může být připojeno proudové zrcadlo ze zdroje referenčního proudu. Pro zlepšení parametrů diferenčního páru, tedy pro zvýšení jeho celkového výstupního odporu, se místo aktivní zátěže ve formě proudového zrcadla M_4 a M_5 , připojuje například kaskodové proudové zrcadlo [2].

Níže uvádím rovnice pro výpočet zesílení, resp., napěťový přenos a také výpočet transkonduktance.

$$A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = g_m \cdot (r_{O5} || r_{O2}) \quad (3.11)$$

Kde r_{O2} a r_{O5} jsou výstupní odpory tranzistorů M_2 a M_5 .



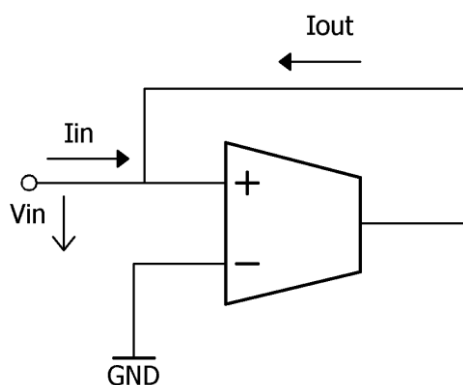
Obr. 7 Vnitřní zapojení s diferenčním výstupem.

Použití diferenčního výstupu má několik výhod. Napětí a proudy, které mohou narušovat zpracovávaný signál (zdroj napětí, spínací frekvence apod.) se objeví na každém z výstupů, při diferenciálním zpracování signálu se z velké části odečtou. Diferenční zpracování signálu také zvyšuje dynamický rozsah, který je limitován šumem a obvodovými nelinearitami, které způsobují harmonické i intermodulační zkreslení. Použití diferenčních výstupů, ale má jednu nevýhodu, a to poloviční transkonduktanci oproti jednoduchému výstupu. [2].

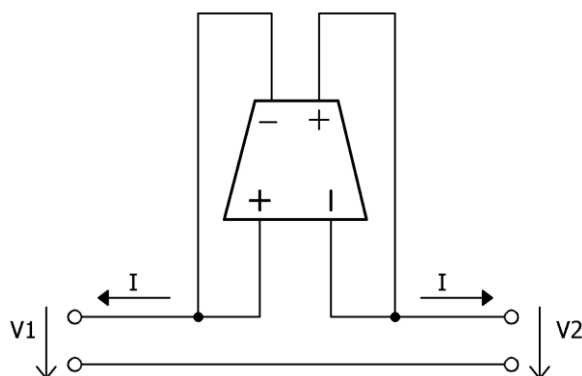
3.3 Náhrada rezistoru

Budeme-li uvažovat ideální OTA zesilovač, který má nekonečný vstupní i výstupní odpor, můžeme říct, že se výstupní proud rovná vstupnímu. Použitím rovnice (3.10) dojdeme k následující rovnici, která platí pro oba rezistory [2] [5].

$$I_{IN} = I_{OUT} = g_m \cdot V_{IN} \rightarrow R = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{1}{g_m} \quad (3.12)$$



Obr. 8 OTA rezistor.



Obr. 9 Plovoucí OTA rezistor.

$$I_1 = -I_2 = \frac{V_1 - V_2}{\frac{1}{g_m}} \quad (3.13)$$

3.4 Integrátor

Je jedním ze základních stavebních bloků integrovaných filtrů. Na výstupu integračního článku je integrované vstupní napětí podle času.

$$v_{out} = K \cdot \int_0^t v_{in(t)} \quad (3.14)$$

Kde K je integrační konstanta, která je rovna:

$$K = \frac{1}{R \cdot C} \quad (3.15)$$

Přenos integračního článku:

$$H(j\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + j\omega K} \quad (3.16)$$

Z této rovnice je patrné, že integrační článek je roven pasivní dolní propusti prvního řádu, tedy RC článku. Modulová i fázová charakteristika je tedy také stejná a je uvedena na Graf 1 a Graf 2 v první kapitole. Zapojení OTA integrátoru vychází ze zapojení RC článku, kdy jako náhradu rezistoru použijeme syntetický ekvivalent s OTA [2].

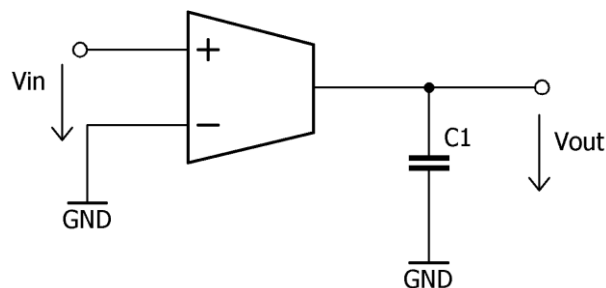
Ztrátový integrátor má za úkol nahrazovat ztráty, které jsou způsobeny velkým rezistorem. Jeho zapojení vychází ze zapojení integrátoru s operačním zesilovačem, kdy je paralelně k integračnímu kapacitoru připojen jeden rezistor.

OTA-C integrátory lze použít jak s kladnou tak zápornou integrační konstantou, a to pouze přehozením vstupů.

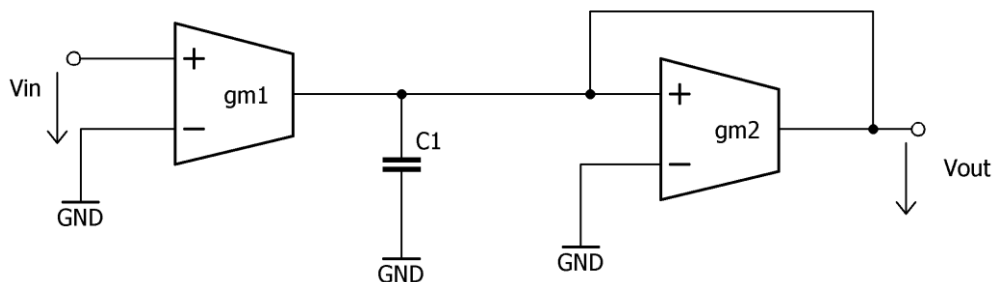
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{g_m}{C} \quad (3.17)$$

Rovnice ztrátového integrátoru:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{g_{m1}}{c + g_{m2}} \quad (3.18)$$



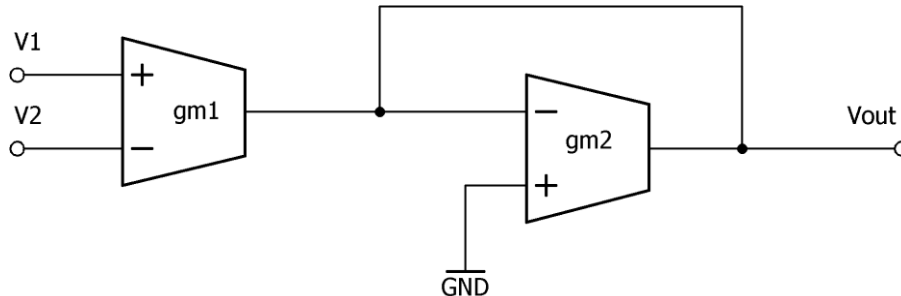
Obr. 10 OTA integrátor.



Obr. 11 Ztrátový OTA integrátor.

3.5 Zesilovač

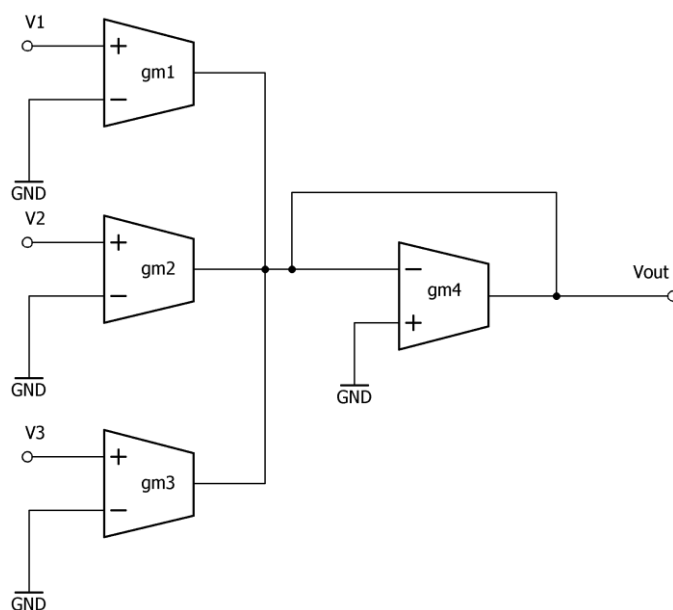
Zapojení zesilovače s OTA vychází ze zapojení ztrátového integrátoru a to vynecháním kapacitoru. Uzemněním jednoho z výstupů dostaneme kladný či záporný zisk [5].



Obr. 12 Zesilovač OTA.

$$\frac{V_{out}}{V_1 - V_2} = \frac{gm_1}{gm_2} \quad (3.19)$$

3.6 Sčítač



Obr. 13 Schéma sčítače.

$$V_{out} = \frac{1}{g_{m4}} (g_{m1}V_1 + g_{m2}V_2 + g_{m3}V_3) \quad (3.20)$$

3.7 Náhrada induktoru

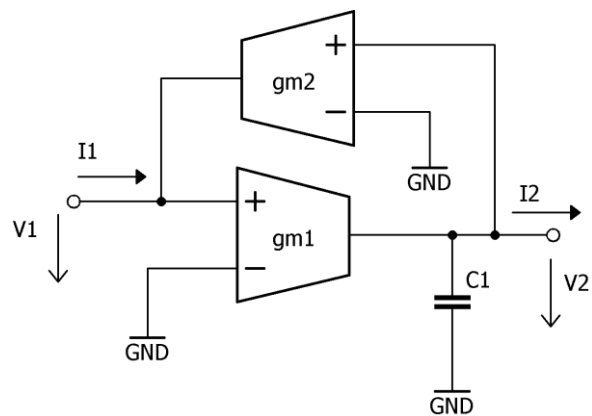
Syntetický model induktoru vychází z gyrátorů – impedančních konvertorů, jejichž definicí je, že vstupní impedance je nepřímo-úměrná výstupní impedanci. Díky tomu můžeme transformovat kapacitor na induktor [2] [5].

$$I_1 = g_{m2}V_2 \text{ a zároveň } I_2 = g_{m1}V_1 \quad (3.21)$$

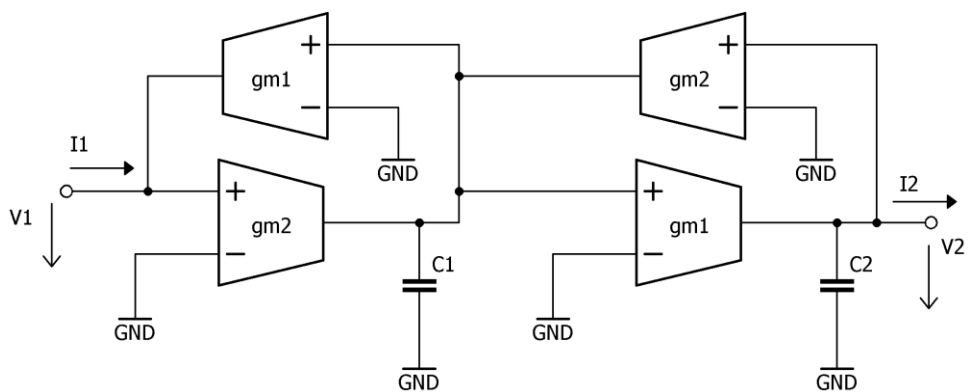
$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{g_{m1}g_{m2}} \frac{I_2}{V_2} \rightarrow Z_1 = \frac{1}{g_{m1}g_{m2}} Y_2 \quad (3.22)$$

Nahradíme-li Z_1 induktorem a Y_2 kapacitorem, dostaneme rovnici pro výpočet indukčnosti:

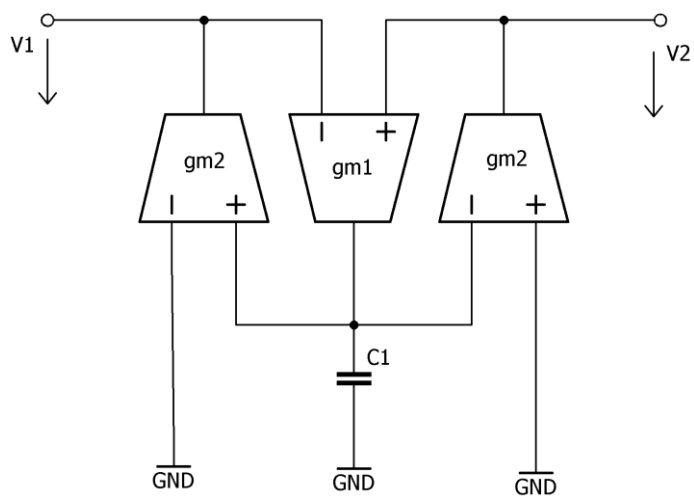
$$L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} \quad (3.23)$$



Obr. 14 OTA induktor.



Obr. 15 Plovoucí OTA induktor.



Obr. 16 Plovoucí OTA induktor - druhé zapojení.

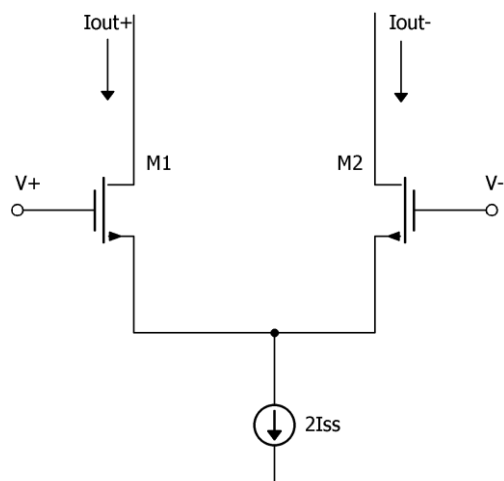
4. Linearizace transkonduktoru

Základními parametry transkonduktoru jsou: dynamický rozsah, linearita transkonduktance a přeladitelnost. Všechny tyto parametry jdou většinou proti sobě a tak je nutné najít kompromis s ohledem na výslednou aplikaci.

Nejdůležitějším faktorem je však linearita transkonduktance, tedy aby zůstala pokud možno na konstantní hodnotě na co největším vstupním rozsahu. Nelinearita způsobuje zkreslení výstupního signálu.

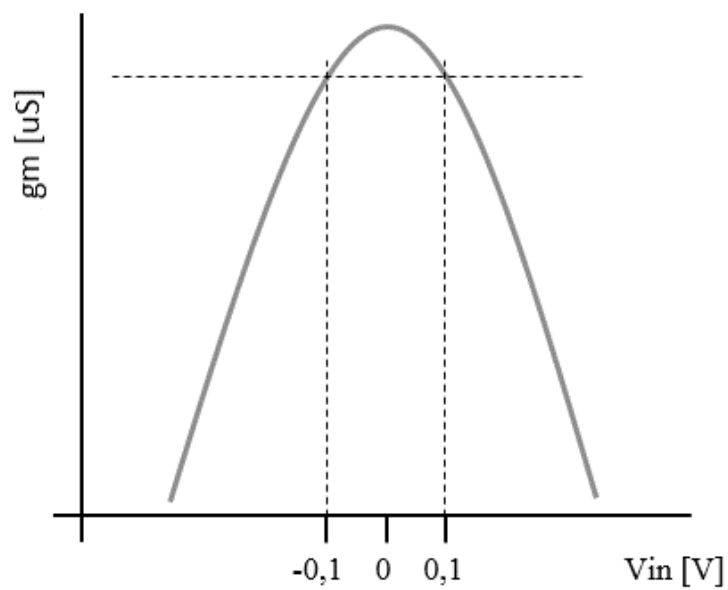
Nejjednodušší realizací transkonduktoru je jednoduchý diferenční pár, kdy všechny tranzistory pracují v saturačním režimu. Toto zapojení se vyznačuje velmi malým dynamickým rozsahem vstupního napětí a velmi nízkou linearitou transkonduktance. Jak je uvedeno například v [8], rozsah vstupního napětí se pohybuje okolo ± 100 mV a i na tomto rozsahu je linearita velice nízká. Pro příklad uvádím přibližný graf průběhu transkonduktance tohoto zapojení.

Z těchto důvodů je nutné toto zapojení linearizovat. Existuje mnoho metod linearizací. Defacto všechny však vycházejí z použití vstupních MOS tranzistorů v lineárním režimu. V tomto režimu má relativně lineární závislost proudu I_D na napětí V_{GS} je-li napětí V_{DS} konstantní.



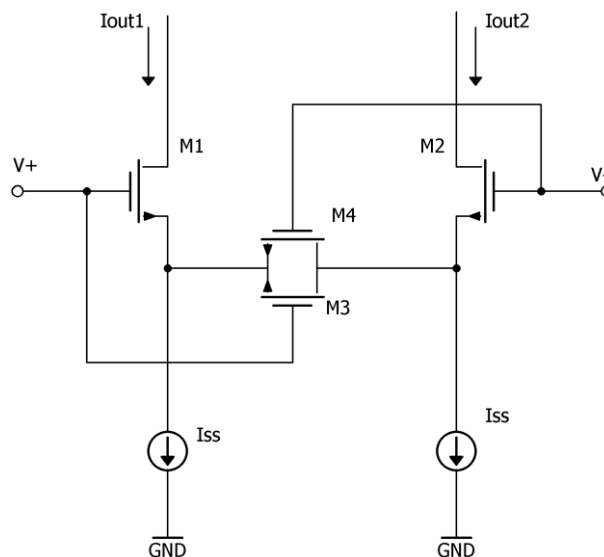
Obr. 17 Schéma jednoduchého transkonduktoru

$$V_{in} = V_+ - V_- \rightarrow I_{out} = I_{out+} - I_{out-} = \sqrt{2\beta I_{ss}} V_{in} \sqrt{1 - \frac{\beta V_{in}^2}{2I_{ss}}} \quad (4.1)$$



Graf 6 Graf závislosti transkonduktance na vstupním napětí - bez linearizace

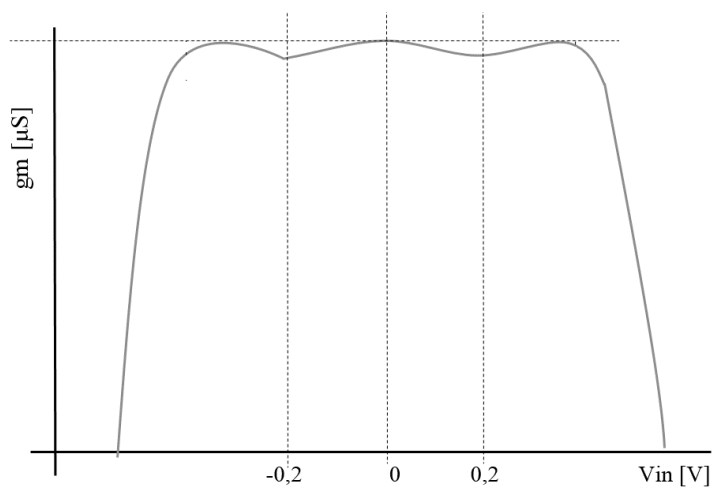
4.1.2 Degenerace pomocí dvou tranzistorů



Obr. 19 Schéma degenerace se dvěma tranzistory

V tomto zapojení místo rezistoru jsou pro degeneraci použity dva tranzistory operující v lineárním režimu, zároveň je toto zapojení laděno dynamicky s velikostí vstupního napětí.

S rostoucí velikostí vstupního signálu klesá odpor tranzistorů $M_{3,4}$, to zapříčiní nižší source degeneraci vstupních tranzistorů a růst transkonduktance. Takto je kompenzován pokles transkonduktance, který je vidět například na Graf 7. Zvyšuje se jak linearita, tak i vstupní rozsah. Zároveň je obvod schopen pracovat relativně lineárně i v případě, kdy jeden z tranzistorů $M_{3,4}$ vstoupí do saturačního režimu. Přesto je transkonduktance na celém vstupním rozsahu zvlněna a není proto vhodné použít tento obvod pro zapojení, kde je požadavek na nízké zkreslení. [10] [8] [9]



Graf 7 Graf závislosti transkonduktance na vstupním napětí - source degenerace

$$g_m = \frac{2\beta_1\beta_3}{\beta_1 + 4\beta_3} \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\beta_1}} \quad (4.4)$$

Vhodným poměrem hodnot β_1 a β_3 lze nastavit míru linearity, avšak tento poměr zároveň ovlivňuje velikost transkonduktance. V různých dostupných zdrojích se shodují na ideálním poměru 6,7 – 7. Transkonduktanci lze ladit poměrem rozměrů tranzistorů (obsaženo v konstantě β) nebo proudem I_{SS} .

Společným faktorem obou typů source degenerací je snižující se vstupní dynamický rozsah s rostoucí transkonduktancí, pakliže ji zvyšujeme proudem. Toto tvrzení platí především pro degeneraci rezistorem, který zůstává konstantní a zvyšující se G_m snižuje vstupní rozsah. V menší míře platí stejný princip i u syntetických náhrad rezistorů u degenerace s tranzistory. Tento fakt výrazně omezuje použití source degenerace pro návrh laditelných gm-C filtrů.

4.2 Linearizace křížením

Tato metoda linearizace nevychází z použití tranzistorů v lineárním režimu, ale naopak z křížení dvou diferenčních párů pracujících v saturaci.

Principem této linearizace je omezení zkreslení pomocí potlačení lichých harmonických složek, především třetí.

Výpočet třetí harmonické pro linearizaci křížením:

$$HD_3 = \frac{\sqrt{\beta^3}}{2\sqrt{2I_{SS}}} (V_+ - V_-)^3 \quad (4.5)$$

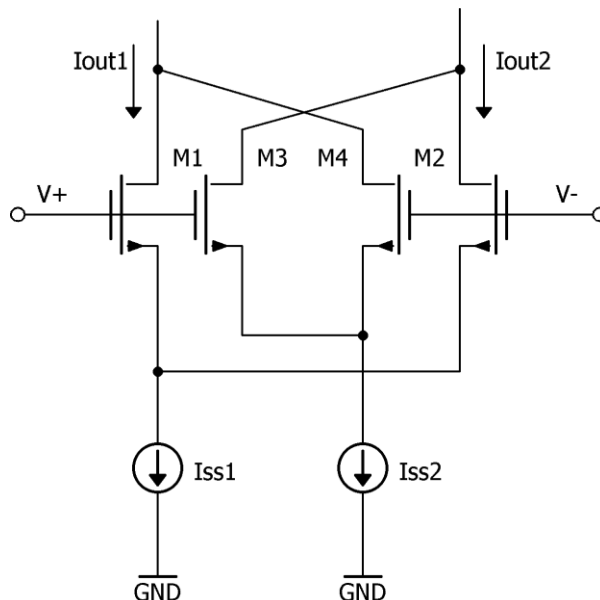
$$\left(\frac{\beta_{3,4}}{\beta_{1,2}}\right)^3 = \frac{I_{SS2}}{I_{SS1}} \quad (4.6)$$

Jelikož zkreslení třetí harmonickou závisí na poměru konstant I_{SS1} a $\beta_{1,2}$, je možné toto zkreslení vyrušit použitím druhého diferenčního páru, který má stejný poměr I_{SS2} a $\beta_{3,4}$ ale rozdílnou transkonduktanci.

$$G_m = g_{m1,2} \left[1 - \left(\frac{\beta_{3,4}}{\beta_{1,2}}\right)^2 \right] = g_{m1,2} \left[1 - \sqrt[3]{\left(\frac{I_{SS2}}{I_{SS1}}\right)^2} \right] \quad (4.7)$$

Ideální linearity by bylo dosaženo, pokud by se oba proudy rovnaly. Jelikož by toto způsobilo nulovou transkonduktanci, je zapotřebí najít ideální velikost poměrů proudů a tedy i transkonduktancí diferenčních párů.

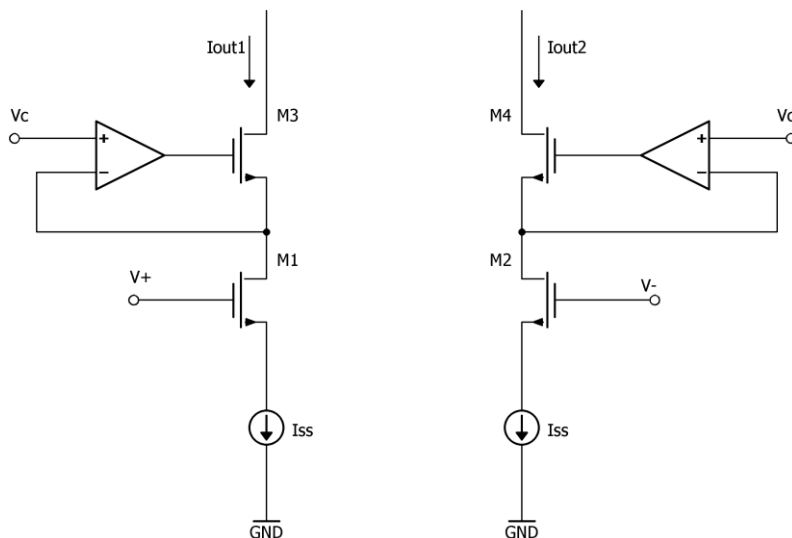
Protože zvyšování transkonduktance závisí na velikosti poměru proudů a zároveň by toto zvyšovalo i zkreslení, není tato linearizace vhodná pro laditelné filtry a stejně tak pro vysoké hodnoty transkonduktancí. Naopak lze tohoto obvodu s úspěchem využít pro gm-C filtry pracujících na nízkých frekvencích, ovšem bez laditelnosti. [8]



Obr. 20 Schéma linearizace křížením

4.3 Linearizace konstantním napětím V_{DS}

Jak již bylo uvedeno, MOS tranzistor má nejlineárnější závislost proudu I_D na napětí V_{GS} v lineárním režimu a za předpokladu konstantního napětí V_{DS} . Tohoto je možné docílit níže uvedeným zapojením



Obr. 21 Schéma linearizace s konstantním V_{DS}

Tranzistory $M_{1,2}$ pracují v lineárním režimu a $M_{3,4}$ v saturačním. Pomocné zesilovače připojené na Gate terminály $M_{3,4}$ zajistí, že na Drain terminálech tranzistorů $M_{1,2}$ bude konstantní napětí odpovídající kontrolnímu napětí V_C . Zároveň musí pomocné zesilovače mít dostatečně vysoké zesílení proto, aby udržely tranzistory $M_{3,4}$ otevřené a v saturačním režimu. Za předpokladu, že jsou tranzistory M_1 ; M_2 a zesilovače stejné, můžeme psát:

$$I_{OUT1} = I_{OUT2} = \beta \left[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS1,2} - \frac{V_{DS1,2}^2}{2} \right] = \beta \left[(V_{GS} - V_{TH})V_C - \frac{V_C^2}{2} \right] \quad (4.8)$$

$$I_{OUT} = I_{OUT1} - I_{OUT2} = \beta V_{DS1,2}(V_+ - V_-) = \beta V_C(V_+ - V_-) \quad (4.9)$$

$$G_m = \beta V_{DS1,2} = \beta V_C \quad (4.10)$$

$$V_C = V_{DS1,2} < V_{GS1,2} - V_{TH} \quad (4.11)$$

$$V_{DS3,4} \geq V_{GS3,4} - V_{TH} \quad (4.12)$$

Z rovnic je zřejmé, že transkonduktanci lze ladit změnou napětí V_C a to v rozsahu daným nerovnicí (4.11). Zároveň je maximální transkonduktance omezena ze shora napájecím napětím, jelikož tranzistory $M_{3,4}$ musí zůstat v saturačním režimu, a pokud by bylo napětí V_C zvýšeno na maximální možnou hodnotu danou nerovnicí (4.11), nemusí zůstat dostatek napětí $V_{DS3,4}$ tak, aby splnilo nerovnici pro setrvání v saturačním režimu.

Další nevýhodou je náchylnost linearity na přesnost výroby. Ačkoliv jsou oba zesilovače buzeny stejným napětím V_C , jejich nesymetrie vytvoří chybu na napětích $V_{DS1,2}$. Navíc oba pomocné zesilovače budou klást velké nároky na plochu čipu.

Z výše uvedených důvodů je toto zapojení výrazně omezeno, co se týče laditelnosti a to především pro nízkonapěťové aplikace. Toto omezení lze částečně obejít použitím regulované kaskody místo pomocného zesilovače. [9] [10]

5. Návrh transkonduktoru

5.1 Požadavky

Základním požadavkem pro návrh transkonduktoru byla přeladitelnost, která je i součástí zadání této diplomové práce. Jelikož nebyla stanovena žádná omezení, co se týče přeladitelnosti transkonduktoru, pouze přeladitelnost mezní frekvence filtru v desítkách kHz, hledal jsem takové řešení, které by mi zajistilo co nejvyšší možnost změny transkonduktance na co největším dynamickém rozsahu, vysokou linearitu a zároveň relativní jednoduchost návrhu.

Jak vyplývá z teoretického rozboru, konvenčními metodami linearizace není možné uspokojivě dosáhnout takových parametrů, především proto, že tyto parametry jsou často protichůdné. Výrazně omezujícím faktorem pak bylo napájecí napětí pro ON I3T25, které má hodnotu 0 – 3,3 V.

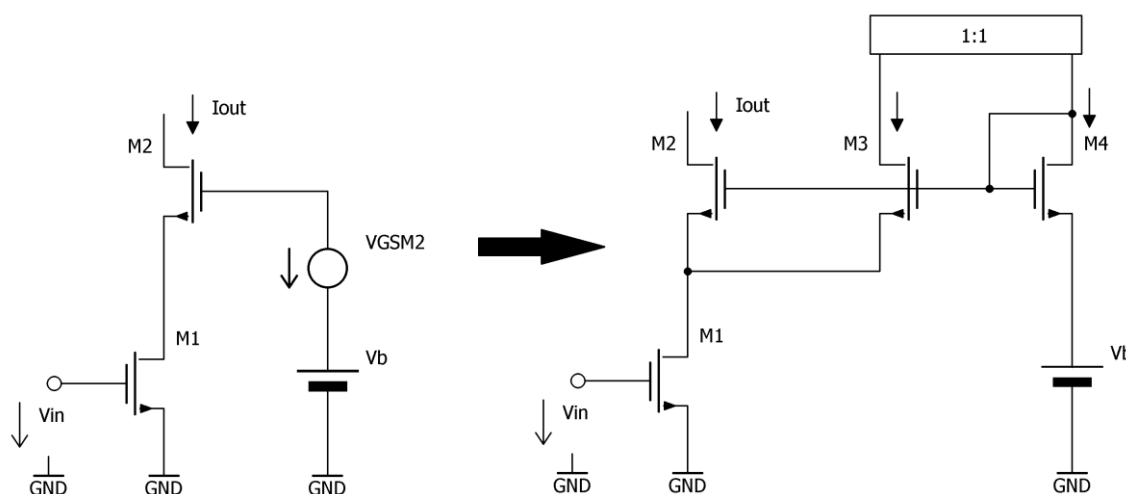
Možných řešení jsem našel více, např.: v odborném článku [9]. Návrh v něm uvedený sliboval velmi dobré parametry i pro nízká napájecí napětí pod 3 V, avšak nepodařilo se mi ani přibližně dosáhnout jejich výsledků. Proto jsem se rozhodl pro jiný, který sliboval obdobně dobré parametry, a který byl subjektivně jednodušší. Jeho popis a dále aplikaci pro vlastní návrh rozebírám v dalších kapitolách.

5.2 Referenční zapojení

Zdrojem referenčního zapojení je odborný článek [11] s názvem: A CMOS Triode Transconductor, v překladu, CMOS lineární transkonduktor.

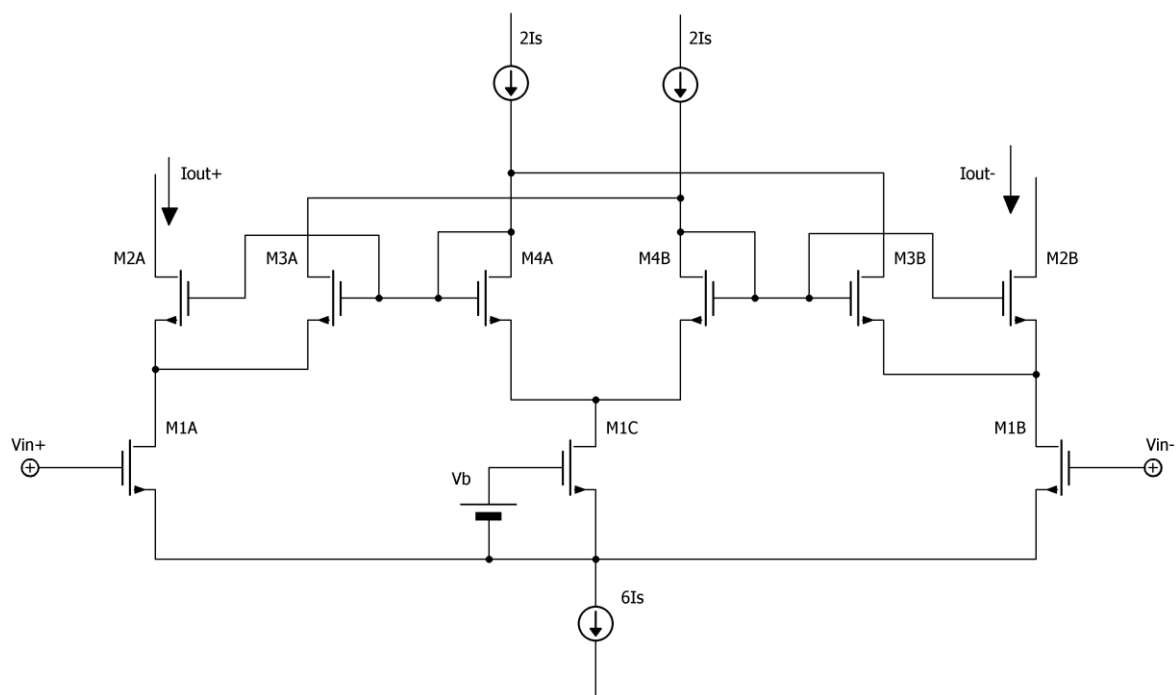
5.2.1 Popis referenčního zapojení

Jedná se o linearizaci využívající konstantní napětí V_{DS} na vstupních tranzistorech v lineárním režimu pomocí konstantního zdroje napětí.



Obr. 23 Princip kopie V_{ds}

Pro vytvoření automaticky laděného zdroje napětí V_{GS} tranzistoru M_2 , je proud vstupním tranzistorem dělen na dva stejné proudy protékající tranzistory M_2 a M_3 , ten je pak zrcadlen do tranzistoru M_4 v diodovém zapojení. Napětí V_{GS} těchto tří tranzistorů je totožné, pakliže mají stejné rozměry, tedy $V_{GS2} = V_{GS3} = V_{GS4}$. Trvalý neměnný zdroj V_b pak přesně definuje napětí V_{DS} vstupního tranzistoru tak, aby pracoval v lineárním režimu.



Pro správnou funkci diferenčního zapojení je zrcadlo nad tranzistory M_3 a M_4 nahrazeno zapojením do kříže. Dochází tak ke kompenzaci rozdílů napětí V_{DS} na obou stranách diferenčního páru a tedy k zajištění $V_{DSIA} = V_{DSIC} = V_{DSIB}$. Zdroj napětí V_b je nyní napětím V_{GS} tranzistoru M_{1C} . Zároveň plovoucí vstupní tranzistory zajišťují dobré CMRR.

$$V_{DS1C} = (V_b - V_{TH}) - \sqrt{(V_b - V_{TH})^2 - \frac{4I_S}{\beta_{1C}}} \quad (5.1)$$

40

5.2.2 Parametry referenčního zapojení

Transkonduktor v článku [11] byl navržen v technologii CMOS CA3600. Níže uvádím základní parametry návrhu a výsledky, kterých bylo, dle článku, dosaženo.

- Minimální délka kanálu $L = 3 \mu\text{m}$,
- napájecí napětí $V = 15 \text{ V}$,
- rozsah ladění proudu $I_S = 19 \mu\text{A} - 600 \mu\text{A}$,
- přeladění transkonduktance $g_m = 10 \mu\text{S} - 250 \mu\text{S}$,
- dynamický rozsah $\pm 3\text{V} - \pm 4\text{V}$ zvyšující se s transkonduktancí,
- vysoká linearita na celém dynamickém rozsahu.

Z výše uvedených parametrů je zřejmé, že tato metoda linearizace je vhodná pro vysoce laditelné filtry a zároveň poskytuje vysokou linearitu. Avšak mínusem je nízký dynamický rozsah, vzhledem k tomu, jak vysoké napájecí napětí bylo při návrhu použito.

5.3 Vlastní návrh

Jak jsem již uvedl, vlastní návrh vychází z řešení popsaném v kapitole 5.2.

Při pokusu o zopakování dané realizace jsem narazil na zásadní problém, na dynamický rozsah. Transkonduktor bylo možné přeladit na velkém rozsahu hodnot transkonduktancí, ale ve spodní části rozsahu přeladění se dynamický rozsah pohyboval okolo $\pm 100 \text{ mV} - \pm 200 \text{ mV}$. Tento pak dále rostl s transkonduktancí až na hodnotu cca $\pm 1 \text{ V}$. Linearita byla také velice nízká a vykazovala značný pokles transkonduktance cca o 20% i více. Defacto byl tento návrh nepoužitelný, pakliže měl sloužit pro laditelný filtr.

Hledal jsem proto příčinu problému, jejíž původce byl v nízkém napájecím napětí pro ON I3T25 a to $V_{DD} = 3,3 \text{ V}$. Dynamický rozsah byl zespodu omezen zdrojem proudu $6xI_S$, analogová nula byla posunuta až na hodnotu 2,1 V. Shora byl omezen tranzistorem M_2 a aktivní zátěží na výstupu.

Experimentálně, změnami poměrů hodnot W/L a napětím V_b jsem došel k závěru, že je nutné odstranit zdroj proudu $6xI_S$, uzel uzemnit, a také, že tranzistor M_{1C} nemůže mít stejné rozměry jako vstupní tranzistory M_{1A} a M_{1B} . Zároveň bylo nutné vstupní tranzistory počítat s vysokým V_{GS} , aby byl zajištěn co nejvyšší možný rozsah napětí V_{DS} než splní nerovnici (3.1), kdy tranzistor vstoupí do saturačního režimu. Pro napětí V_b bylo zvoleno celé napájecí napětí 3,3 V.

Tabulka 1 Tabulka rozměrů tranzistorů

Tranzistor	Typ	W/L	W [μm]	L [μm]	Režim
M _{1C}	NMOS	4,97	17,4	3,5	Lineární
M _{1A} ;M _{1B}	NMOS	11,8	41,3	3,5	Lineární
M ₂ ;M ₃ ;M ₄	NMOS	18,86	66	3,5	Saturační
M ₅₋₉	PMOS	42,11	147,4	3,5	Saturační
M ₁₀ ;M ₁₁	NMOS	37,71	132	3,5	Saturační

5.4 Parametry navrženého transkonduktoru

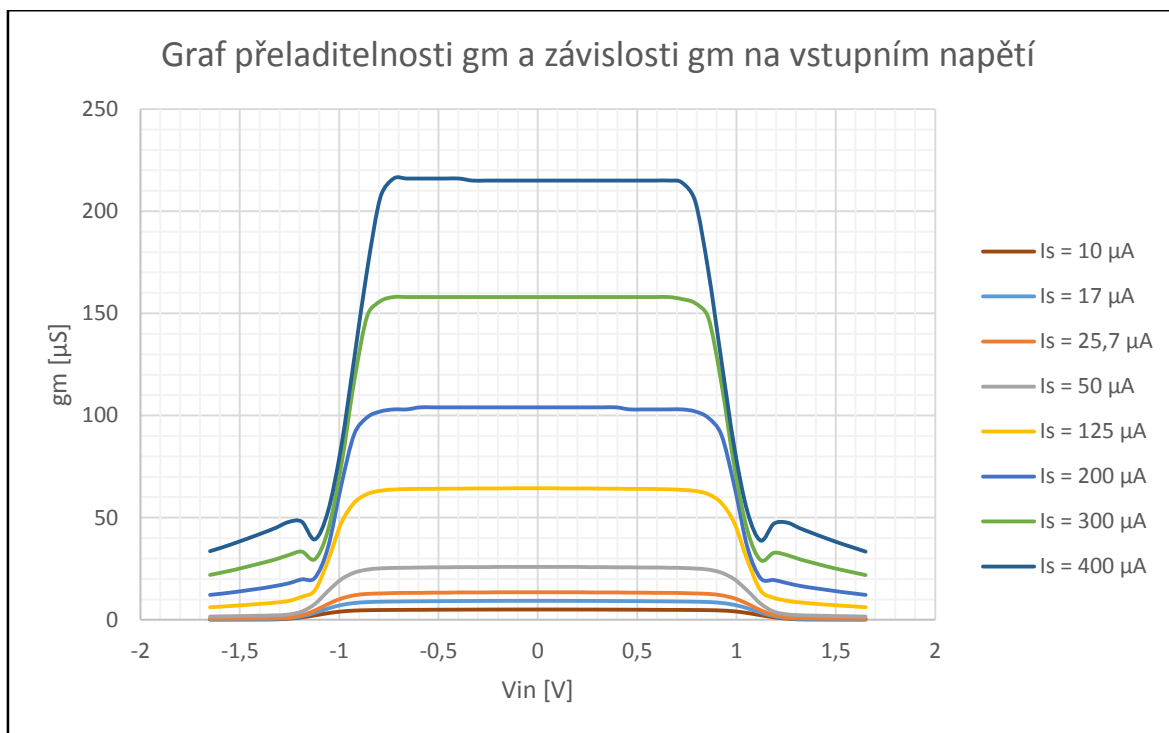
Parametry navrženého transkonduktoru byly simulovány v softwarovém balíku Cadence Spectre a Virtuoso. Rozklad na harmonické složky byl simulován v programu Orcad Pspice kvůli lepšímu vykreslení grafu. Získané grafy jsou součástí přílohy.

5.4.1 Linearita a přeladění transkonduktance

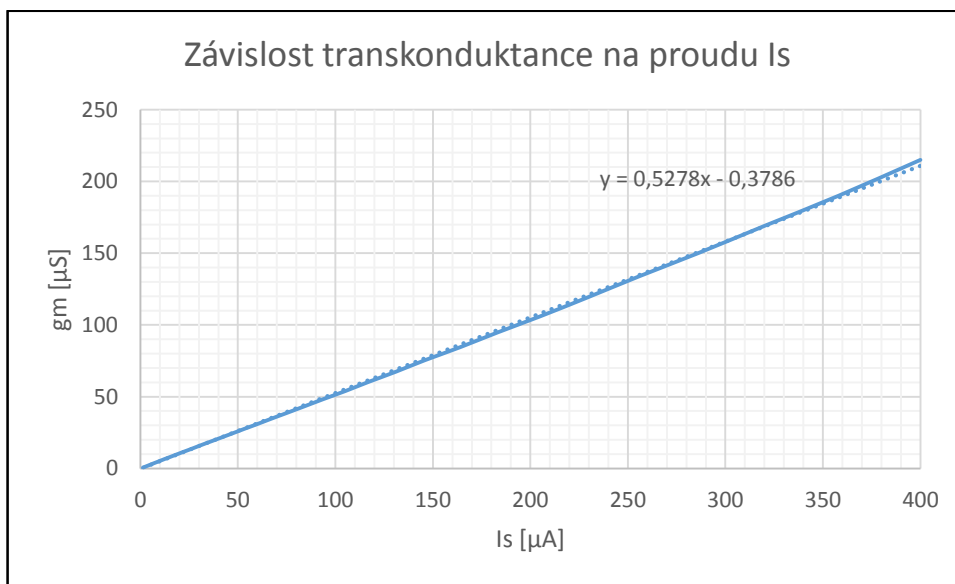
Navržený transkonduktor má lineární charakteristiku transkonduktance na rozsahu ladicího proudu $I_S = 1,5 \mu\text{A} - 400 \mu\text{A}$. Na tomto rozsahu má i víceméně konstantní dynamický rozsah. Hodnotu gm , použitím zjednodušeného výpočtu, lze ladit v rozsahu $700 \text{ nS} - 215 \mu\text{S}$. Faktor přeladění je cca 307x.

Bylo zjištěno, že transkonduktanci lze s tímto zapojením ladit až do hodnot cca $610 \mu\text{S}$, kde je stále lineární, avšak s výrazně se zmenšujícím dynamickým rozsahem. Proto vycházím z laditelnosti maximálně do $215 \mu\text{S}$.

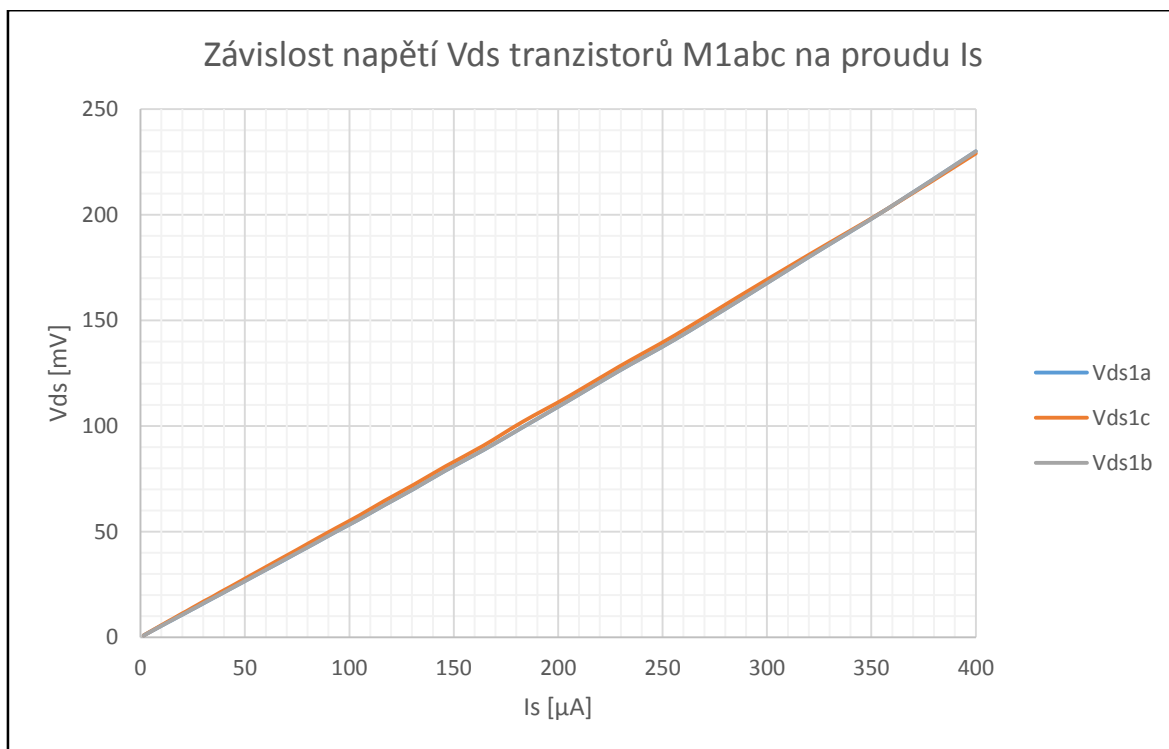
Další vlastností tohoto zapojení je možnost nastavit stejný faktor přeladění, ale pro nižší či vyšší transkonduktance, a to pouhým dělením/násobením poměru W/L tranzistorů M₁. Lze tak nastavit transkonduktanci například na rozsah od desítek nS po desítky μS se stejným dynamickým rozsahem a vysokým faktorem přeladění.



Graf 8 Graf přeladitelnosti gm a závislosti gm na vstupním napětí



Graf 9 Závislost transkonduktance na proudu I_s



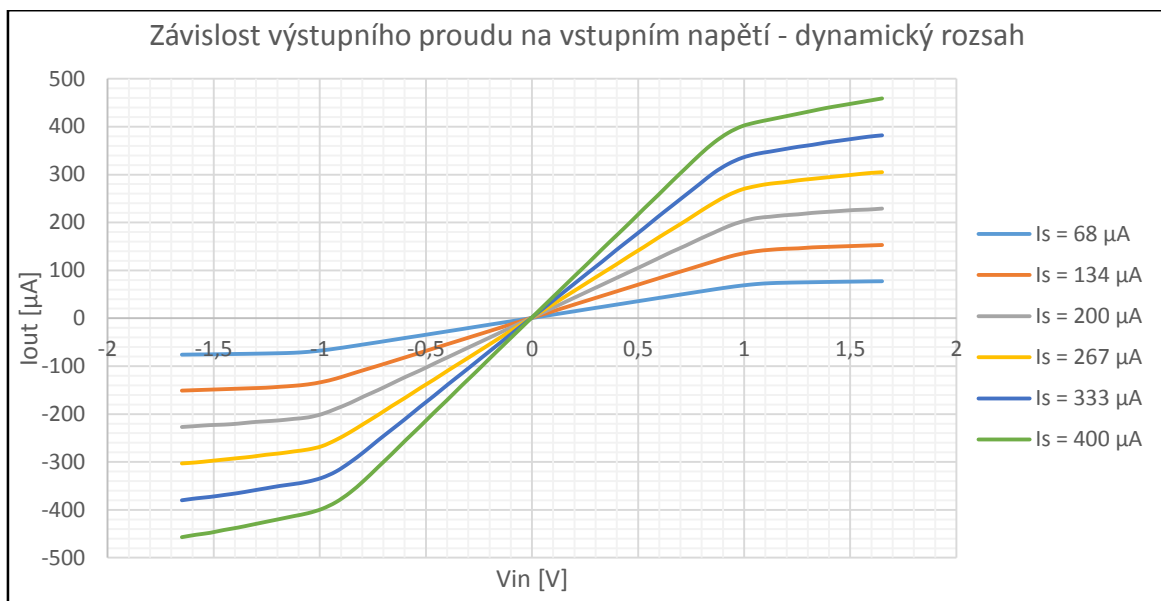
Graf 10 Závislost napětí V_{ds} tranzistorů M1abc na proudu I_s

Na grafu výše je dokázána správná funkce linearizace konstantním V_{DS} , kdy se tato napětí na všech třech tranzistorech M_1 defacto rovnají na celém rozsahu a dochází k minimálním odchylkám v řádech jednotek mV, čímž je zajištěna velmi vysoká míra linearizace na celém rozsahu přeladění.

5.4.2 Dynamický rozsah

Jak je zřejmé z Graf 8, hodnota dynamického rozsahu zůstává prakticky konstantní na celém rozsahu hodnot g_m . Zároveň u maximální transkonduktance je znát malý pokles o cca ± 100 mV. Tento pokles pak dále pokračuje výrazněji s hodnotami g_m vyššími než $200 \mu S$.

Hodnota dynamického rozsahu se rovná $\pm 0,8$ V.

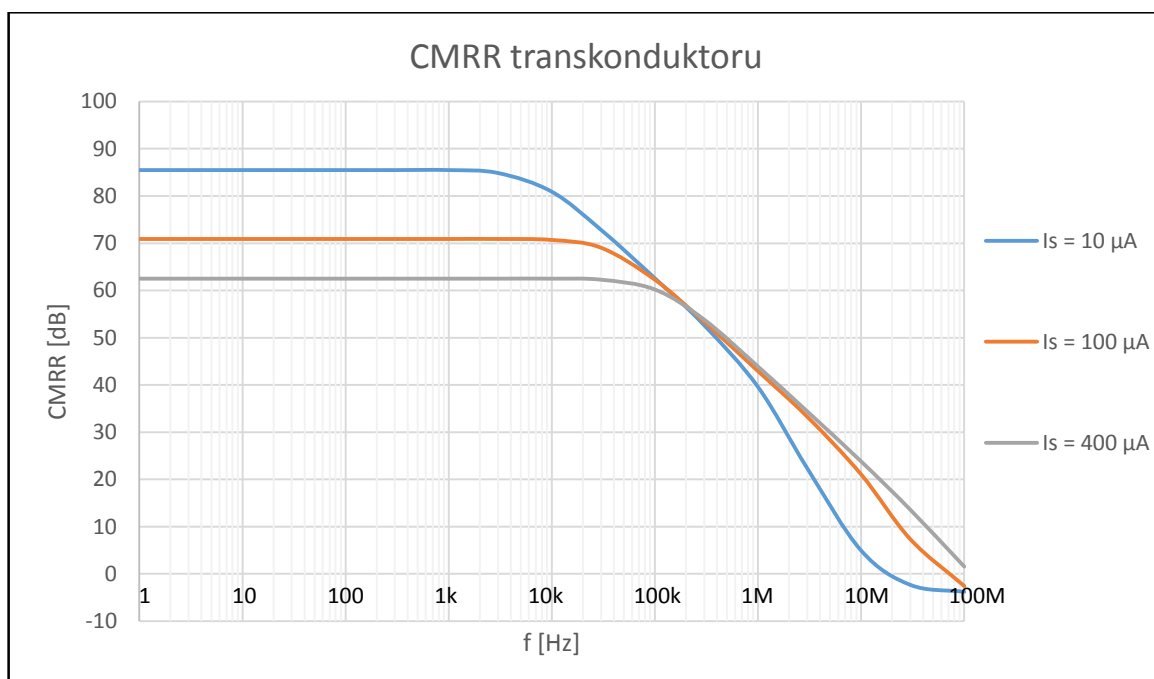


5.4.3 CMRR

CMRR je schopnost obvodu potlačovat souhlasné napětí na diferenčních vstupech.

Jelikož dobrá hodnota CMRR byla jedním ze stěžejních parametrů referenčního zapojení v [11], bylo nutné ověřit, zda změnou v návrhu nebyl tento parametr výrazně negativně ovlivněn.

Z grafu níže můžeme vyčíst, že parametr CMRR odpovídá běžným reálným součástkám.

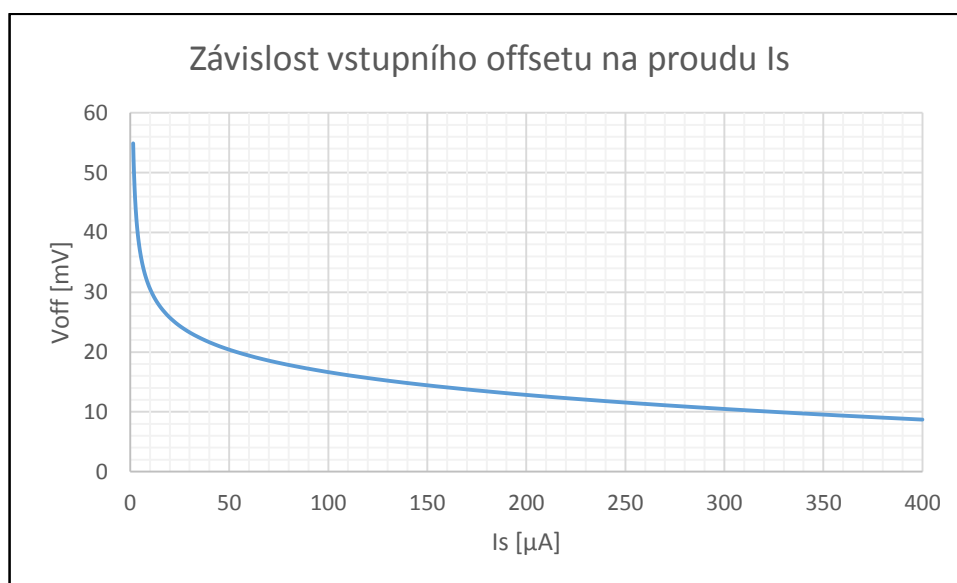


$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_{diff}}{A_{cm}} \quad (5.5)$$

A_{diff} je zesílení diferenčního napětí

A_{CM} je zesílení souhlasného napětí

5.4.4 Vstupní offset



Graf 13 Závislost vstupního offsetu na proudu I_s

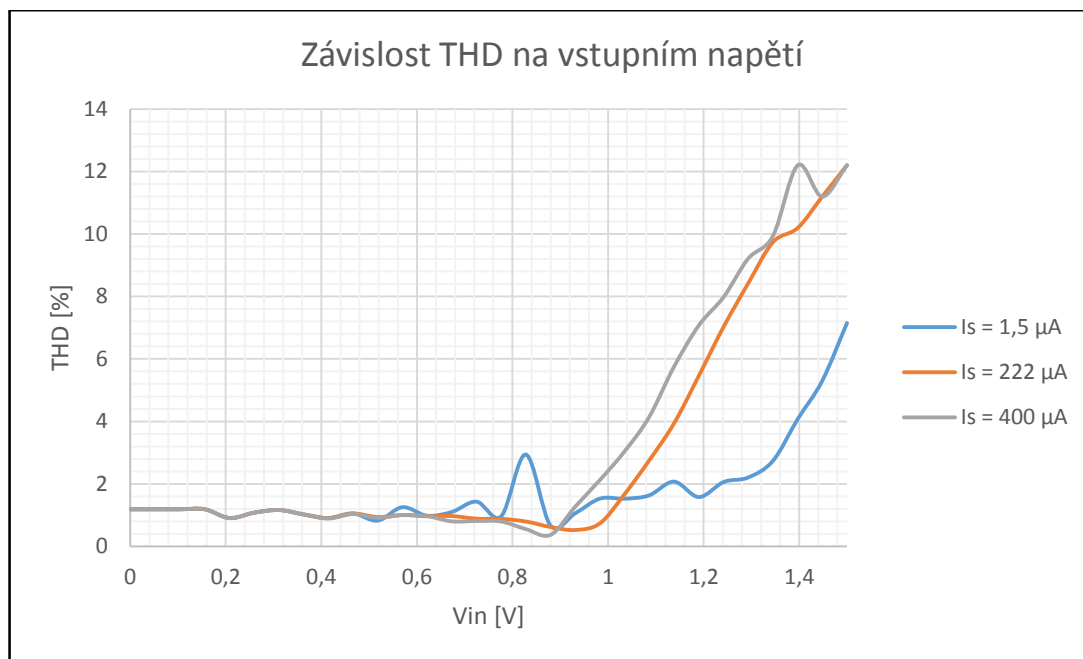
5.4.5 THD

Parametr THD, tedy míru harmonického zkreslení, je možné uvádět ve dvou veličinách: v procentech a dB. Přepočít je uveden níže:

$$THD_{dB} = 20 \log_{10} \frac{THD_{\%}}{100} \quad (5.6)$$

THD_{dB} je hodnota zkreslení v dB, $THD_{\%}$ hodnota v procentech.

Hodnota zkreslení se pohybovala od 0,5 % do 1,2 % na celém dynamickém rozsahu. V hodnotách dB jde o rozsah -46 dB až -38 dB. Z Fourierovy transformace, uvedené v příloze, lze vyčíslit, že zkreslující složkou je prakticky pouze 2. harmonická složka.



Graf 14 Závislost THD na vstupním napětí

5.4.6 Corner analýza

Pro ověření správné funkce transkonduktoru i za předpokladu krajních mezí chyb způsobených odchylkou při výrobě, byla provedena corner analýza s tímto nastavením:

Tabulka 2 Tabulka nastavení corner analýzy transkonduktoru

Parametr	Popis
awc0	NMOS slow, PMOS fast
awc1	NMOS fast, PMOS slow
awcp	Worst case power – fast
awcs	Worst case speed - slow
T	0°C a 80°C
Is	100 µA a 400 µA

Graf corner analýzy je v příloze. Analýza prokázala, že linearita transkonduktance zůstává prakticky neměnná s výjimkou nejvyšších transkonduktancí, kdy dochází ke zhoršení linearity, ale pouze pro část měřených cornerů. Dynamický rozsah se také prakticky nemění, opět s výjimkou nejvyšších transkonduktancí, kdy dojde ke zmenšení rozsahu na cca $\pm 0,6$ V.

5.4.7 Shrnutí

Tabulka 3 Tabulka naměřených parametrů transkonduktoru

Parametr	Hodnota
gm	700 nS – 215 μ S, faktor 307x
Linearita	Zvlnění linearit max. 3 %. Na spodní hranici 8%.
Dynamický rozsah	$\pm 0,8$ V
Offset	55 – 8 mV, klesá exponenciálně s růstem proudu I_s
CMRR	cca 85 – 62 dB, klesá s frekvencí a proudem I_s
Spotřeba	max. 6,6 mW
THD	Na dynamickém rozsahu max. 1,2% = -38 dB
Napájení	3,3 V
Analogová nula	1,65 V

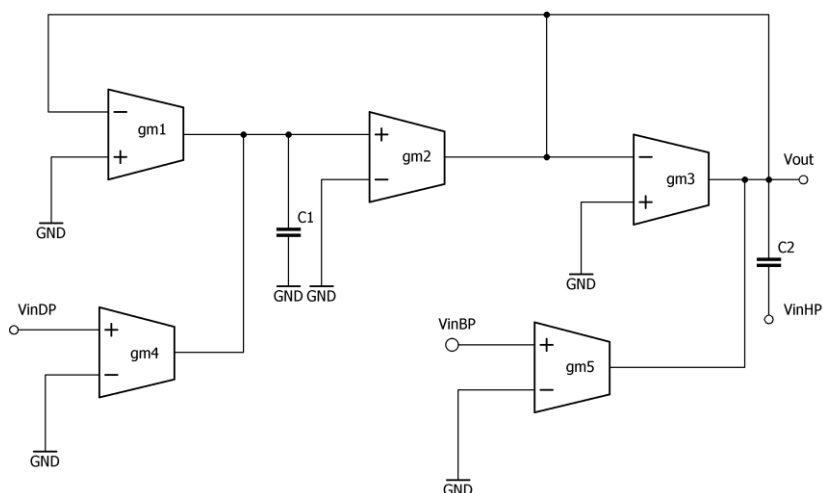
Považujeme-li výsledky z odborného článku [11] za relevantní, pak můžeme interpretovat porovnání referenčního a navrženého transkonduktoru takto:

- Vyšší přeladitelnost,
- přibližně stejný procentuální podíl dynamického rozsahu na napájecím napětí cca 50%,
- vyšší zkreslení, maximálně o 0,5 %,
- zřejmě horší CMRR, výsledky v článku nezveřejněny.

6. Návrh filtru

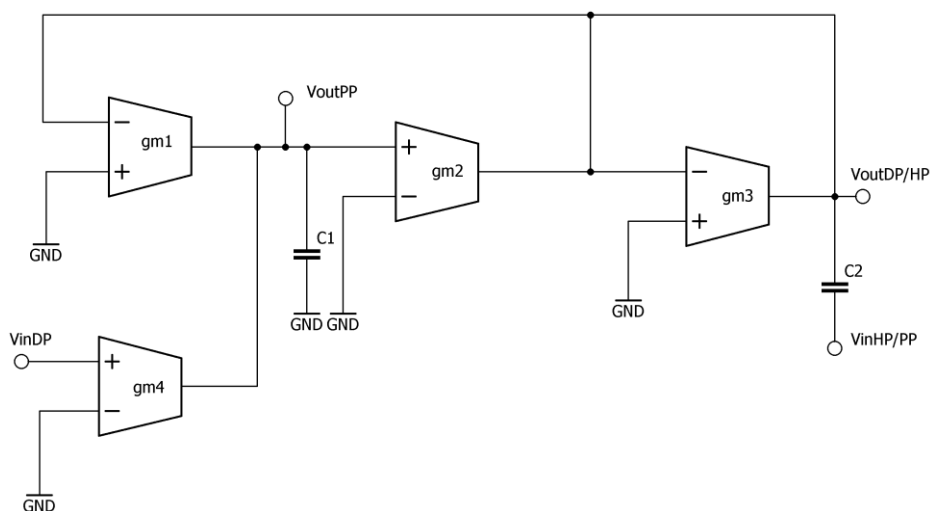
6.1 Zapojení filtru

Filtr navržený v této práci vychází ze zapojení v publikaci [5], který umožňoval relativně nezávislé ladění činitele jakosti a mezní frekvence. Správná funkce zapojení byla ověřena pomocí ideálních zdrojů VCCS – napětím řízených zdrojů proudu. Filtr také umožňoval realizaci dolní, horní i pásmové propusti.



Obr. 26 Schéma původního filtru

Avšak při použití reálných transkonduktorů nastal problém s realizací pásmové propusti, která byla výrazně ovlivněna parazitní nulou transkonduktoru. Modulová kmitočtová charakteristika byla na nízkých frekvencích konstantní přibližně na hodnotě $K = -30$ dB. Bylo tedy nutné najít jiné řešení. Jeho schéma uvádím níže:



Obr. 27 Schéma změněného filtru

Vstup pásmové propusti je sdružen se vstupem pro horní propust'. Její výstup je nyní na výstupu transkonduktoru gm1. Tato změna neovlivnila žádné z parametrů a navíc zmenšila počet prvků.

Hodnoty kondenzátorů byly zvoleny 20 pF proto, aby bylo možné realizovat co možná nejnižší mezní frekvenci a zároveň, aby je bylo možné realizovat v CMOS. Rozměry kondenzátorů byly vypočítány z hodnoty pro kapacitu na 1 μm v ON I3T25.

Výpočet rozměrů kondenzátoru:

$$C_{1\mu\text{m}} = 1,5 \text{ fF} \rightarrow S_C = a_c b_c = \frac{C_{1,2}}{C_{1\mu\text{m}}} = \frac{20 \text{ pF}}{1,5 \text{ fF}} \approx 13333 \mu\text{m}^2 \quad (6.1)$$

$$\rightarrow a_c = b_c \approx 115 \mu\text{m}$$

Kde $C_{1\mu\text{m}}$ je hodnota kapacity na 1 μm , S_C je plocha kondenzátoru, a_c a b_c jsou délky stran kondenzátoru.

Hodnoty rozměrů musely být zaokrouhlovány díky omezením simulátoru, který neumožňoval přesnější zadávání rozměrů. Simulací bylo ověřeno, že i přes zaokrouhlení rozměrů byla hodnota stále 20 pF s odchylkou maximálně v desetinách pF.

6.2 Symbolická analýza

Níže uvádím symbolické vyjádření přenosu filtru, které bylo získáno pomocí programu SNAP.

Přenos dolní propusti:

$$V_{outDP/HP} = \frac{V_{inDP} \cdot \frac{gm_2 gm_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{gm_3}{C_2} - \frac{gm_1 gm_2}{C_1 C_2}} \quad (6.2)$$

Přenos horní propusti:

$$V_{outDP/HP} = \frac{V_{inHP/PP} \cdot s^2}{s^2 + s \frac{gm_3}{C_2} - \frac{gm_1 gm_2}{C_1 C_2}} \quad (6.3)$$

Přenos pásmové propusti:

$$V_{outPP} = \frac{V_{inHP/PP} \cdot s \frac{gm_1}{C_1}}{s^2 + s \frac{gm_3}{C_2} - \frac{gm_1 gm_2}{C_1 C_2}} \quad (6.4)$$

Z těchto rovnic můžeme dále určit mezní kmitočet f_0 a činitel jakosti Q .

Činitel jakosti:

$$Q = \sqrt{\frac{gm_1 gm_2 C_2}{C_1}} \frac{1}{gm_3} \quad (6.5)$$

Z rovnice pro činitel jakosti můžeme říci, že ačkoliv se na jeho hodnotě podílí tři transkonduktory, zásadním je pouze gm_3 , jelikož podíl desetinného čísla je daleko větší, než jeho odmocnina. Činitel jakosti je tak relativně nezávisle laděn pouze transkonduktancí gm_3 .

Mezní frekvence:

$$f_0 = \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{C_1 C_2}} \quad (6.6)$$

Mezní kmitočet ovlivňují pouze transkonduktance gm_1 a gm_2 . Lze jej tak opět ladit nezávisle.

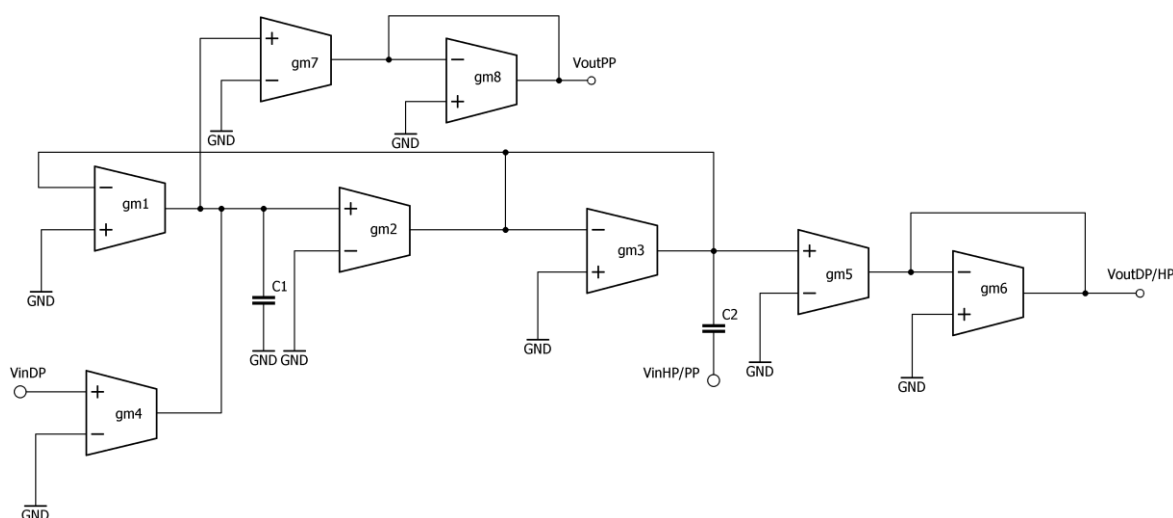
6.3 Vliv jednotlivých transkonduktancí

Tabulka 4 Tabulka vlivu transkonduktancí

Transkonduktance	Vliv
gm_1	Mezní frekvence + přenos DP/PP
gm_2	Mezní frekvence
gm_3	Činitel jakosti
gm_4	Zesílení, pouze DP

6.4 Zesílení v propustném pásmu

Problém s možností zesílení přenosu v propustném pásmu je vyřešen pouze u dolní a pásmové propusti, jak je vidět z rovnice (6.2). To lze ladit transkonduktancí gm_1 . Laděním gm_4 pouze pro dolní propust'. Horní propust' takto ladit nelze, jak je i vidět ze symbolické analýzy. Tento problém lze však vyřešit pomocí zapojení OTA zesilovače na výstup Obr. 12. Pro tuto realizaci je ale nutné navrhnout transkonduktor s velice nízkou parazitní kapacitou, která jinak negativně ovlivňuje propustné pásmo horní propusti. U ostatních typů filtru je vliv této parazitní kapacity možné zanedbat, jelikož se projevuje až v hodnotách od cca -50 dB – vyzkoušeno experimentálně s použitím vlastního transkonduktoru v této práci – což odpovídá přibližné zesílení $A = 0,003$. Avšak propustné pásmo horní propusti klesne při vysokých frekvencích právě na tuto hodnotu, tak je pak víceméně nepoužitelná.



Obr. 28 Schéma filtru se zesilovači

6.5 Parametry filtru

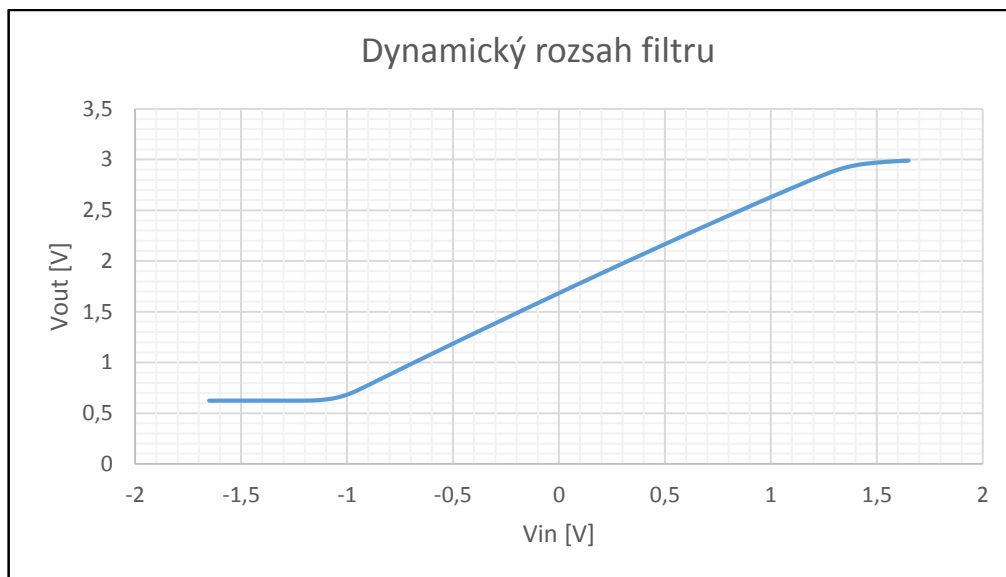
Všechny simulace byly provedeny softwarem Cadence Spectre a Virtuoso. Rozklad na harmonické složky v programu Orcad PSpice. Kompletní schéma a dodatečné grafy simulací jsou součástí přílohy.

6.5.1 Mezní frekvence

Tabulka 5 Tabulka rozsahu mezních frekvencí

Typ filtru	f_{0min}	f_{0max}	Faktor přeladění
Dolní propust'	6,47 kHz	2,053 MHz	312,5
Horní propust'	3,9 kHz	1,208 MHz	309,7
Pásmová propust'	4,78 kHz	1,584 MHz	331,4

6.5.2 Dynamický rozsah



Graf 15 Dynamický rozsah filtru

6.5.3 Zkreslení

Tabulka 6 Tabulka hodnot zkreslení

Typ filtru	THD na dynamickém rozsahu $\pm 0,8$ V
Dolní propust'	Max. 1,5 %. Max. 6,5 % na nejnižších frekvencích
Horní Propust'	Max. 1,5 %
Pásmová propust'	Max. 6,5 %

6.5.4 Odezva na jednotkový skok

Tabulka 7 Tabulka hodnot přechodové charakteristiky

Typ filtru	t_z – doba zpoždění	t_u – doba ustálení	t_n – doba náběhu
Dolní propust'	0,8 μ s	6 μ s	1,18 μ s
Horní/pásmová propust'	1,8 μ s	5,25 μ s	730 ns

6.5.5 Corner analýza

Byl zkoumán vliv rozptylu hodnot kapacity, která může nastat při výrobě, a také vliv změny teploty.

Tabulka 8 Tabulka nastavení corner analýzy filtru

Parametr	Popis
Cmax	Maximální hodnota
Cmin	Minimální hodnota
Teplota	0°C a 80°C
gm	700 ns; 215 μ S

Tabulka 9 Tabulka výsledků corner analýzy filtru

Typ filtru	f_{0min}	f_{0max}	Δf	Faktor
DP, minimální rozsah	7,39 kHz	1,779 MHz	1,77 MHz	240,7
DP, maximální rozsah	5,6 kHz	2,38 MHz	2,38 MHz	425
HP, minimální rozsah	4,49 kHz	1,06 MHz	1,059 MHz	236,1
HP, maximální rozsah	3,4 kHz	1,398 MHz	1,39 MHz	411,2
PP, minimální rozsah	5,75 kHz	1,38 MHz	1,37 MHz	240
PP, maximální rozsah	4,365 kHz	1,8197 MHz	1,815 MHz	416,9

6.5.6 Shrnutí

Tabulka 10 Tabulka naměřených hodnot filtru

Parametr	Hodnota
Dolní propust', min. faktor	240,7
Horní propust', min. faktor	236,1
Pásmová propust', min. faktor	240
Dynamický rozsah	± 1 V
Doba ustálení	6 μ s
THD	DP 1,5 % - 6,5 %, HP 1,5 %, PP max. 6,5 % DP -36,5 -> -23,7 dB, HP -36,5 dB, PP -23,7 dB
Spotřeba	max. 26,63 mW

Závěr

Tématem této práce jsou CMOS integrované filtry. Stěžejním bodem pak návrh transkonduktoru na tranzistorové úrovni v technologii ON ON I3T25 a jeho využití pro laditelný filtr v topologii gm-C. Transkonduktor i filtr byly navrženy s ohledem na zadání a nepsané požadavky, které jsem si stanovil sám. Zadání stanovilo realizaci filtru druhého řádu s možností ladění mezního kmitočtu v řádech desítek kHz a pokud možno i nezávislé ladění činitele jakosti a přenosu. Vlastní stanovené požadavky byly spíše všeobecného charakteru a vycházely z prostudování dosažených výsledků v nejrůznějších článcích či pracích. Tyto výsledky zde nejsou porovnávány ani uváděny, jelikož každý návrh má stanoveny jiné cíle či tolerance hodnot. Vytvořil jsem si proto tyto přibližné požadavky s ohledem na co nejvyšší laditelnost, kterou jsem považoval za nejdůležitější parametr. Přibližné hodnoty jsem stanovil jako: dynamický rozsah cca ± 1 V, linearita transkonduktance co možná nejvyšší, bez poklesu a jasně ohraničená dynamickým rozsahem, faktor přeladění alespoň 10x, zkreslení cca 1 % = -40 dB.

Všechny simulace byly provedeny v programovém balíku Cadence s pomocí SNAP a Orcad PSpice. Simulace transkonduktoru prokázaly, že návrh má velice dobré parametry, které přibližně splňují nepsané požadavky a stěžejní bod, přeladitelnost, převyšují. Linearita má maximální zvlnění 3 % na celém dynamickém rozsahu, který byl stanoven na $\pm 0,8$ V. Ten pak zůstal přibližně konstantní na celém rozsahu hodnot transkonduktance, kterou bylo možné přeladit od hodnot 700 nS – 215 μ S s tím, že na krajních hodnotách se některé parametry horší. Faktor přeladění se rovnal 307x. Na spodní hranici gm jde o horší linearitu (zvlnění 8%), na horní hranici o pokles dynamického rozsahu na cca $\pm 0,7$ V. THD bylo udrženo v mezích požadavků, max. 1,2 % na dynamickém rozsahu. CMRR odpovídá přibližně hodnotám některých reálných součástek. Nevýhodami jsou poměrně vysoká spotřeba při maximální transkonduktanci a to 6,6 mW, a vysoký vstupní napěťový offset, který se pohyboval v desítkách mV a exponenciálně klesal pod hodnotu 10 mV s rostoucím proudem. Corner analýza odchylek technologických konstant prokázala, že krajní hodnoty odchylek neznemožňují použití transkonduktoru. Zároveň, že negativní dopad se týká především horní hranice, kdy dojde ke zhoršení linearity na 5 % a poklesu dynamického rozsahu na $\pm 0,6$ V.

Jak je uvedeno v simulacích transkonduktoru, lze jej ladit na vyšší hodnoty až 610 μ S ale s výrazným poklesem dynamického rozsahu až na $\pm 0,2$ V. Lze jej tak nouzově použít až do těchto hodnot. Zároveň lze změnou šířky tranzistorů M_1 stejným faktorem dosáhnout posunu řádu transkonduktance na jinou hodnotu, ale s přibližně stejným faktorem. Obvod tak lze teoreticky použít pro hodnoty od jednotek nS.

Zapojení filtru bylo voleno tak, aby bylo možné nezávisle ladit mezní kmitočet a činitel jakosti a zároveň, aby byl filtr multifunkční. Předpoklad, že navržený transkonduktor je vhodný pro vysoce laditelný filtr, se ukázal být správný. Budeme-li považovat krajní negativní dopad technologických odchylek výroby kondenzátorů jako konečnou hodnotu přeladitelnosti, můžeme stanovit faktory přeladění takto: pro dolní propust' 240,7x, pro horní propust' 236,1x a pro pásmovou 240x.

To odpovídá rozsahu kmitočtů 7,39 kHz až 1,779 MHz pro DP, 4,49 kHz až 1,06 MHz pro HP a 5,75 kHz až 1,38 MHz pro PP. Dynamický rozsah filtru byl nejnižší pro dolní propust', jejíž vstup je na samostatném transkonduktoru, a byl určen jako ± 1 V. Zkreslení filtru bylo horší než samotného transkonduktoru. Pro dolní propust' se pohybovalo od 1% do 1,5% s výjimkou nejnižší mezní frekvence, kde rostlo až do 6,5 %. Horní propust' měla zkreslení max. 1,5 % a pásmová propust' max. 6,5 %. Jelikož je zkreslení tvořeno převážně druhou harmonickou složkou, mohlo by tento problém vyřešit plně diferenční zapojení filtru. Spotřeba celého filtru byla při maximálním nastavení transkonduktancí 26,63 mW.

Využijeme-li poznatku o změně řádu transkonduktance změnou velikostí tranzistorů, můžeme odhadnout přeladění filtru například pro $g_m = 25 \text{ nS} - 12 \text{ }\mu\text{S}$ jako: $f_0 = 199 \text{ Hz} - 95,5 \text{ kHz}$ s faktorem 1000x. Tato mez byla stanovena experimentálně zvolením rozsahu s nejlineárnější charakteristikou a dynamickým rozsahem $\pm 0,8$ V.

Touto diplomovou prací jsem dokázal, že je možné realizovat v technologii CMOS, alespoň co se týče ON I3T25, filtr, který je možné ladit na velkém rozsahu hodnot s relativně nízkým zkreslením a zároveň, že je s ním možné, viz výše, realizovat CMOS integrovaný filtr pracující ve stovkách Hz. Je pravděpodobné, že potřebnou úpravou rozměrů zbytku transkonduktoru tak, aby byla zajištěna dostatečná linearita, bude možné filtr ladit i od spodní hranice audio pásma 20 Hz. Byla-li by, před případnou realizací obvodu na čip, vyřešena druhá harmonická složka, je pravděpodobné, že by zkreslení THD kleslo až na desetiny procent. Takto nízké zkreslení pak již splňuje i požadavky na kvalitní obvod pro audio oblast. Možné použití v audio oblasti mohou být například integrované obvody pro korekční předzesilovače. Překážkou by neměla být ani spotřeba, jelikož pro takto nízké transkonduktance, dle rovnice (5.3), se proudy pohybují od jednotek nA. Na rozdíl od simulovaného obvodu, kde se proudy pohybují až v řádu stovek μA .

Bibliografie

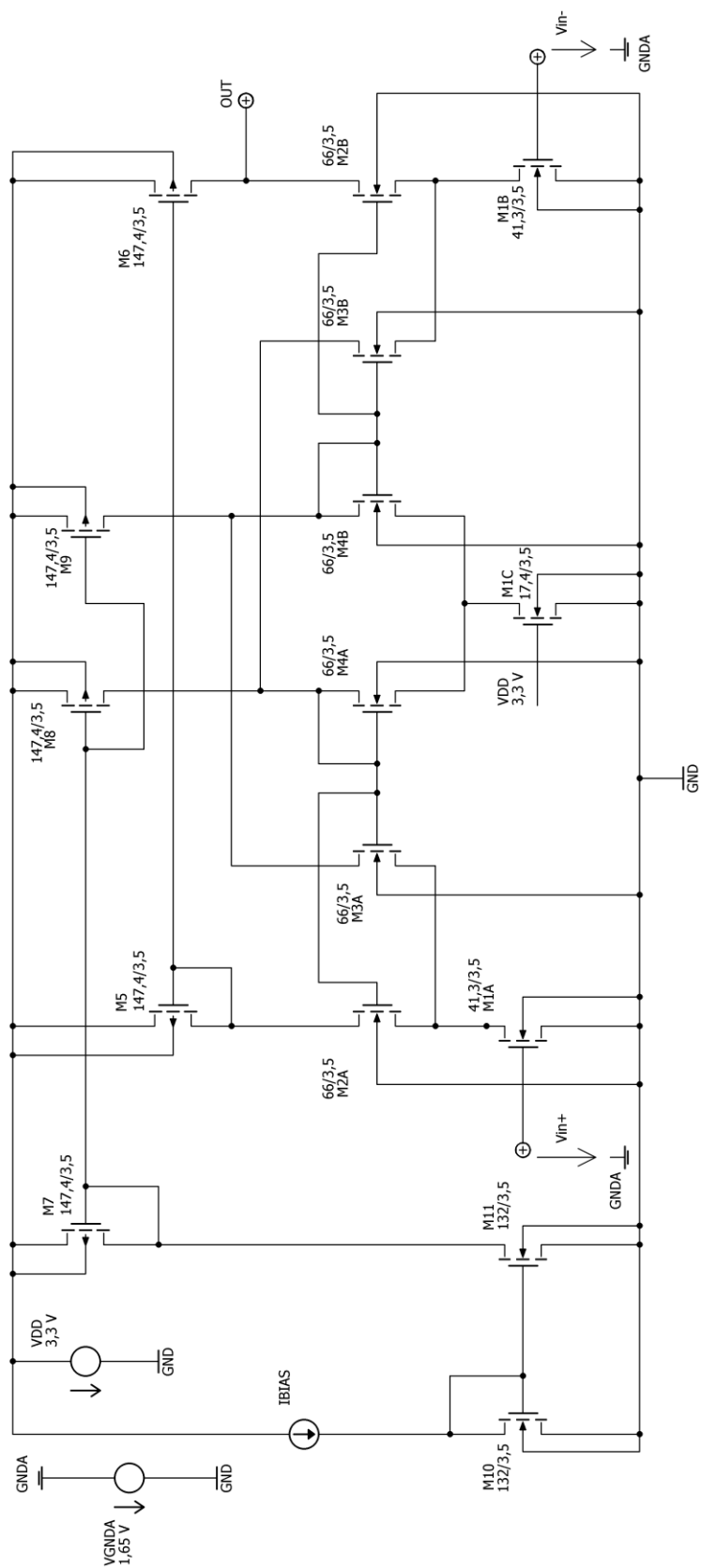
- [1] HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7.
- [2] SCHAUMANN, Rolf a M VAN VALKENBURG. *Design of analog filters*. New York: Oxford University Press, 2001, xiii, 737 p. ISBN 01-951-1877-4.
- [3] GHASI, Mohammed. *Design of analog filters: passive, active RC, and switched capacitor*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1990, xiv, 608 p. ISBN 01-320-0288-4.
- [4] SUN, Yichuang. *Design of high frequency integrated analogue filters*. London: Institution of Electrical Engineers, 2002, xiv, 243 p. ISBN 08-529-6976-7.
- [5] SU, Kendall. *Analog Filters*. 2nd ed. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2002. ISBN 1-4020-7033-0.
- [6] BC. VRBA, ADAM. *Analýza a realizace kmitočtového filtru přeladitelného změnou parametru aktivního prvku*. Brno, 2010. Diplomová práce. VUT.
- [7] BEČVÁŘ, Daniel a Jiří STEHLÍK. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Brno, 2011. Dostupné také z: http://www.umel.feec.vutbr.cz/metmel/studijni-pomucky/METMEL_19_SP_BNAO_Navrh_analogovych_IO.pdf. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně.
- [8] WING, Choi. *A 70MHz CMOS G m-C Bandpass Filter with Automatic Tuning*. Hong Kong, 1999. Dostupné také z: http://www.ee.ust.hk/~analog/thesis/bandpass_filter.pdf. Diplomová práce. The Hong Kong University of Science and Technology.
- [9] KUO, Ko-Chi. Transconductor. CHU, Paul. *Advances in Solid State Circuit Technologies*. Shanghai: InTech, 2010, s. 446, 446 s. ISBN 978-953-307-086-5.
- [10] RAZAVI, Behzad. *Design Of Analog CMOS Integrated Circuits*. 1. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2001. ISBN 0-07-238032-2.
- [11] NAUTA, Bram, Eric KLUMPERINK a Wim KRUISKAMP. A CMOS triode transconductor. *IEEE International Circuits and Systems Symposium, 1991*. 1. Singapore: IEEE, 1991, s. 2232-2235. ISBN 0-7803-0050-5. Dostupné také z: <http://doc.utwente.nl/17053/1/00176822.pdf>

Seznam zkratek

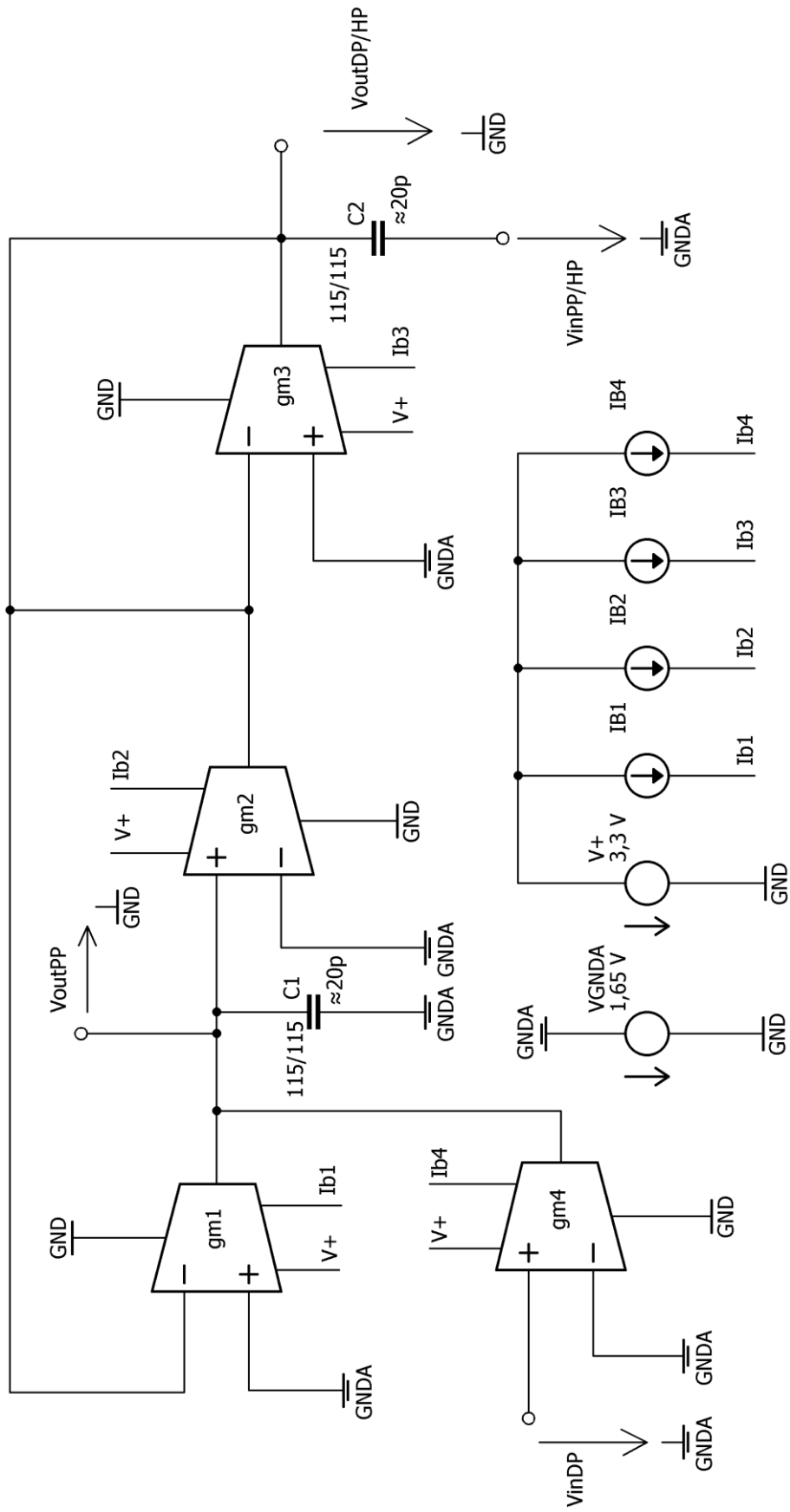
<u>Zkratka</u>	<u>Popis</u>
HIO	Hybridní integrovaný obvod
CMOS/MOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor (komplementární kov-oxid polovodič) Technologie výroby integrovaných obvodů
ARC	Aktivní RC filtr
RLC	Filtr tvořen rezistorem, kapacitorem a induktorem
RC	Filtr tvořen rezistorem a kapacitorem
LC	Filtr tvořen induktorem a kapacitorem
BiCMOS	Technologie výroby integrovaných obvodů Kombinace CMOS a bipolárních tranzistorů
GaAs	Arsenid gallitý - polovodič pro integrované obvody
MOSFET	Tranzistor v technologii CMOS
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač
NMOS	MOS tranzistor s kanálem typu N
PMOS	MOS tranzistor s kanálem typu P
ON I3T25	Technologie výroby CMOS firmy ON Semiconductor
CMRR	Potlačení souhlasného napětí
FFT	Fourierova transformace
DP	Dolní propust'
HP	Horní propust'
PP	Pásmová propust'

A Schémata

A.1 Transkonduktor

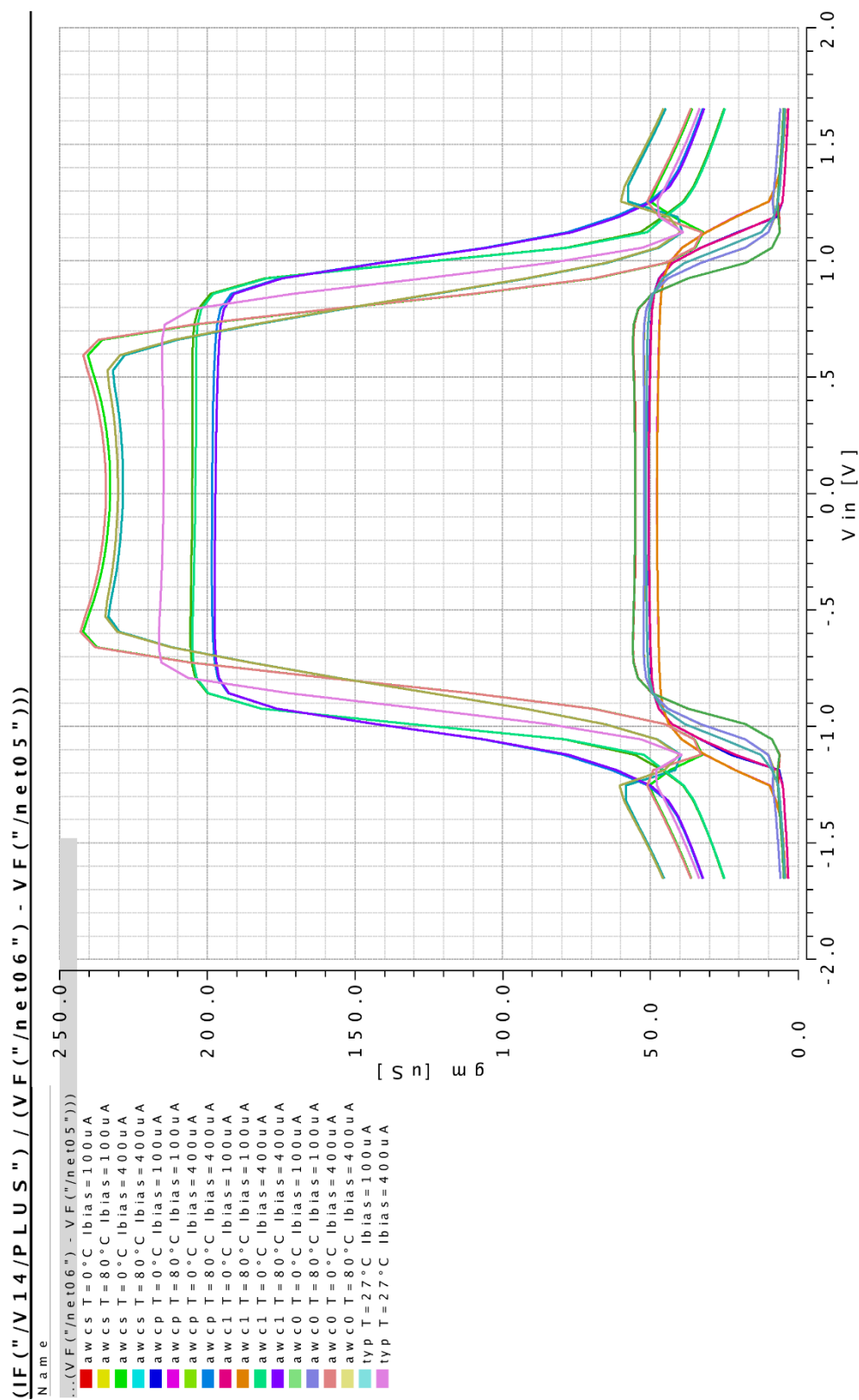


A.2 Filtr

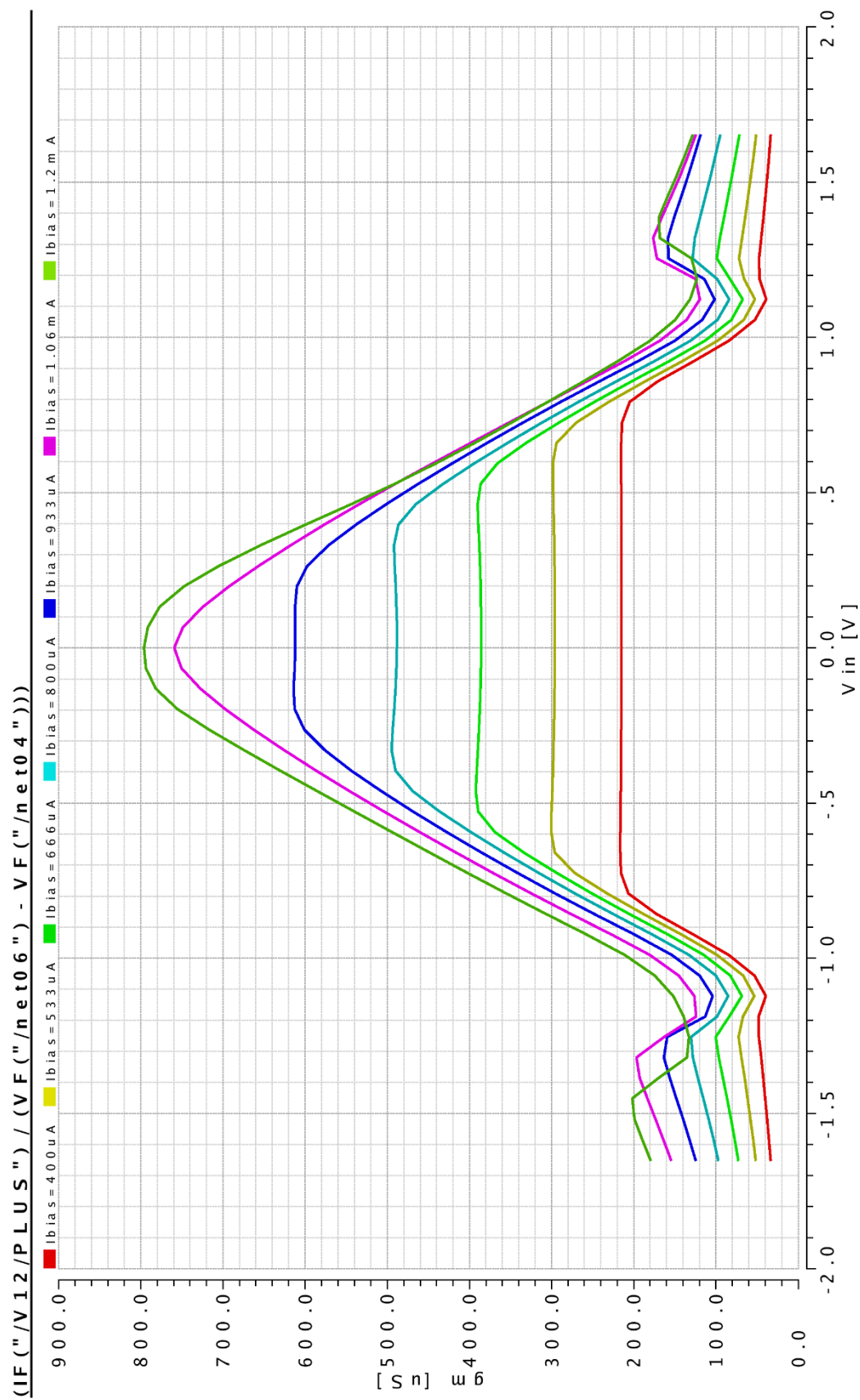


B Grafy transkonduktoru

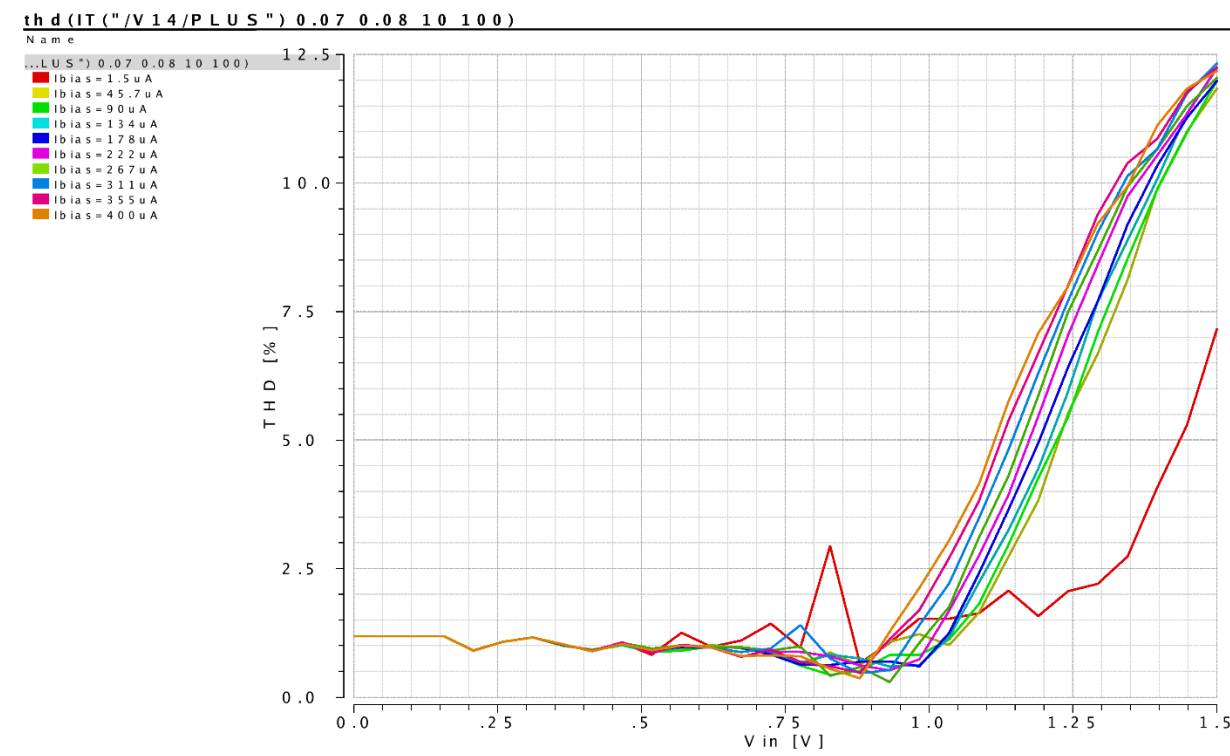
B.1 Corner analýza



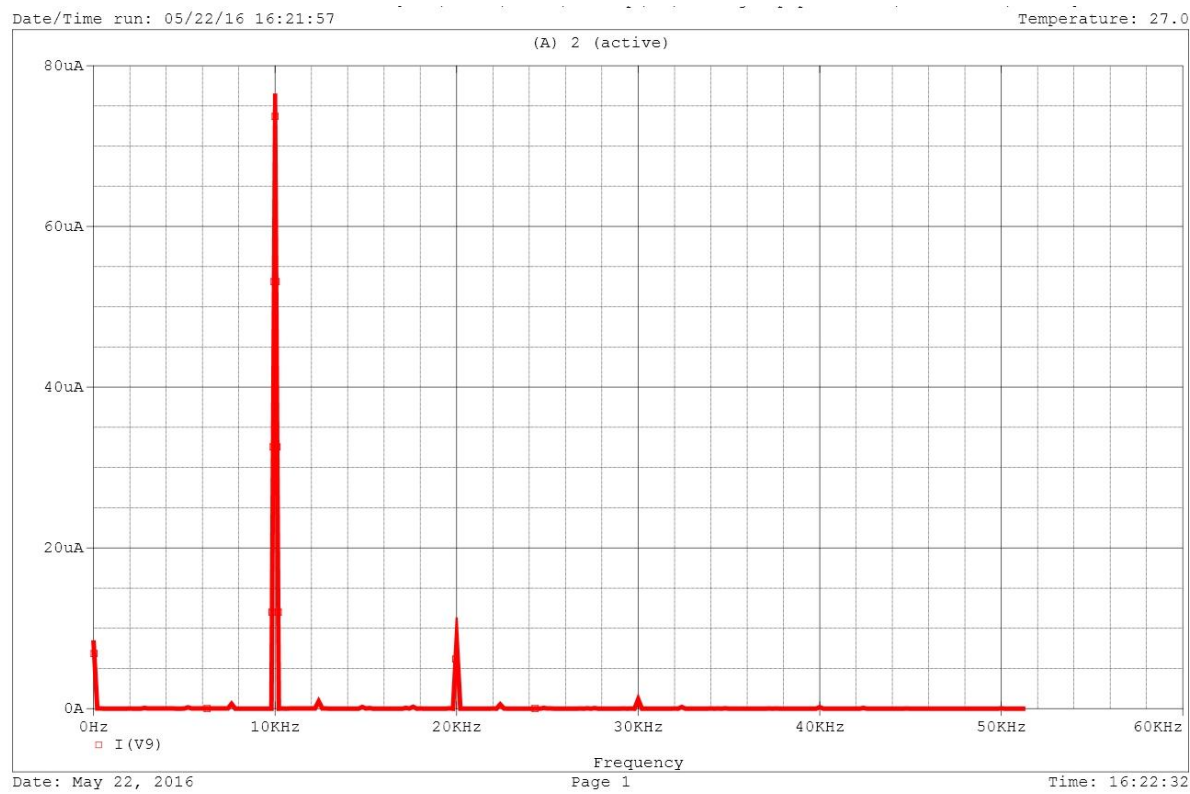
B.2 Transkonduktance vyšší než 200 μS



B.3 THD

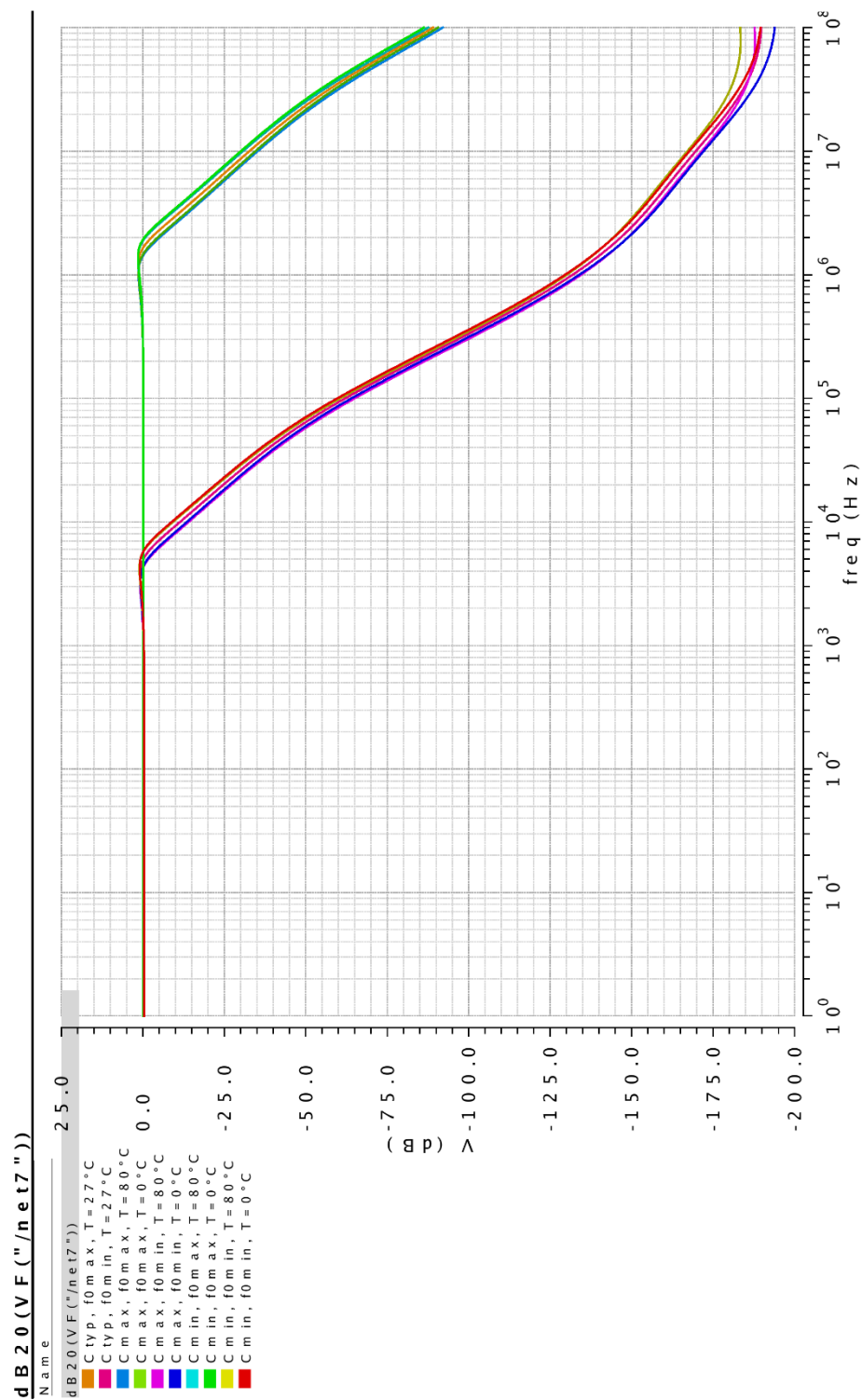


B.4 FFT

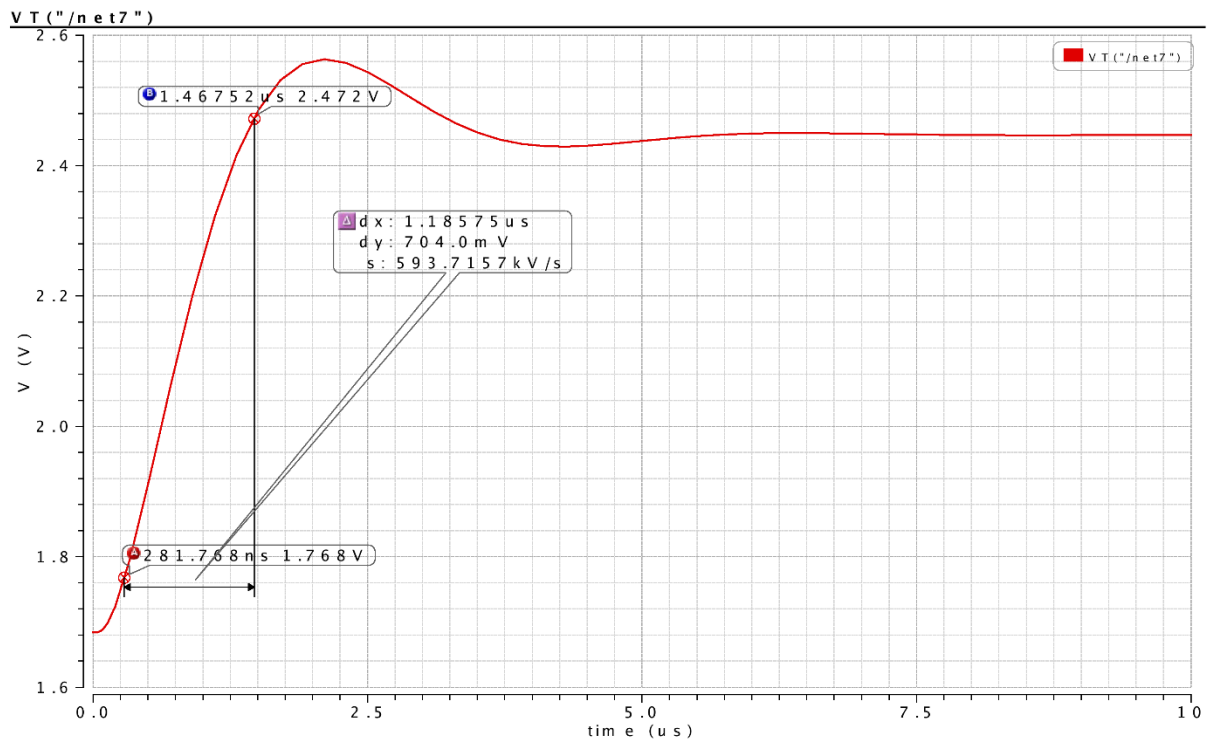


C Grafy filtru

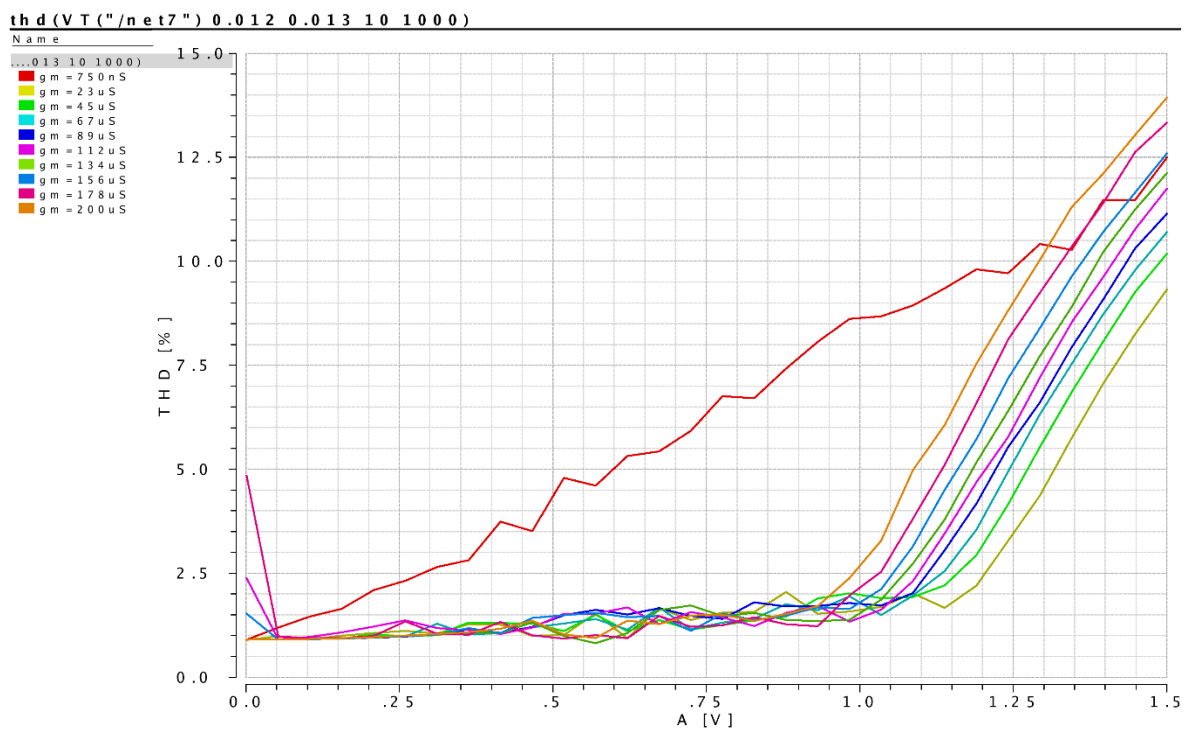
C.1 Corner analýza



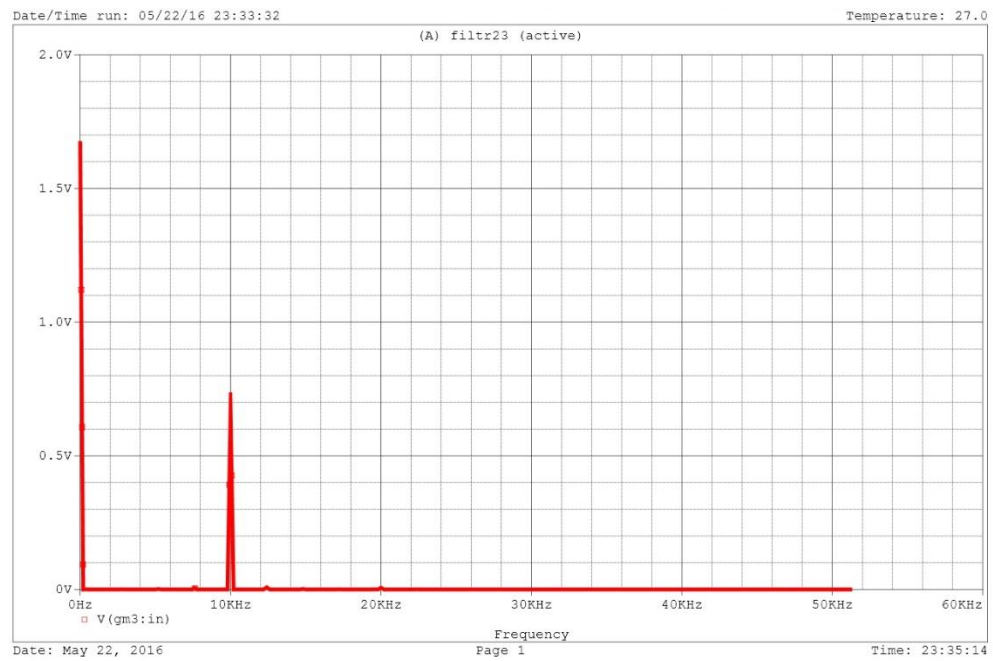
C.2 Jednotkový skok – dolní propust'



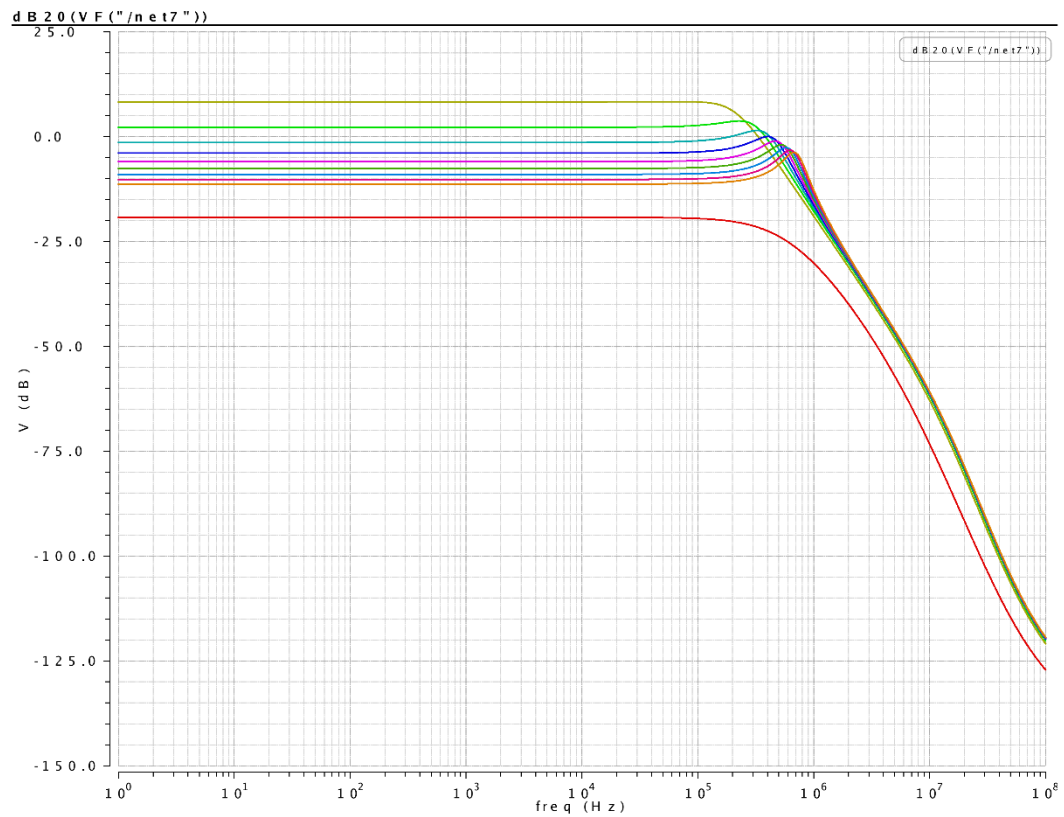
C.3 THD DP



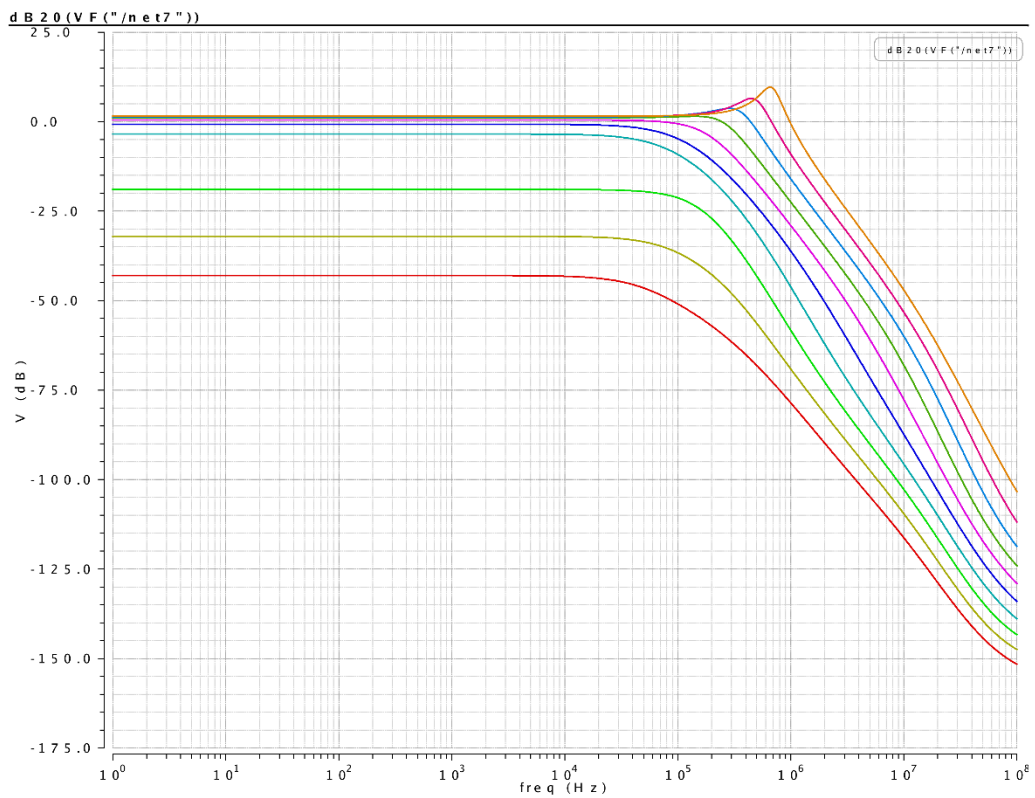
C.4 FFT



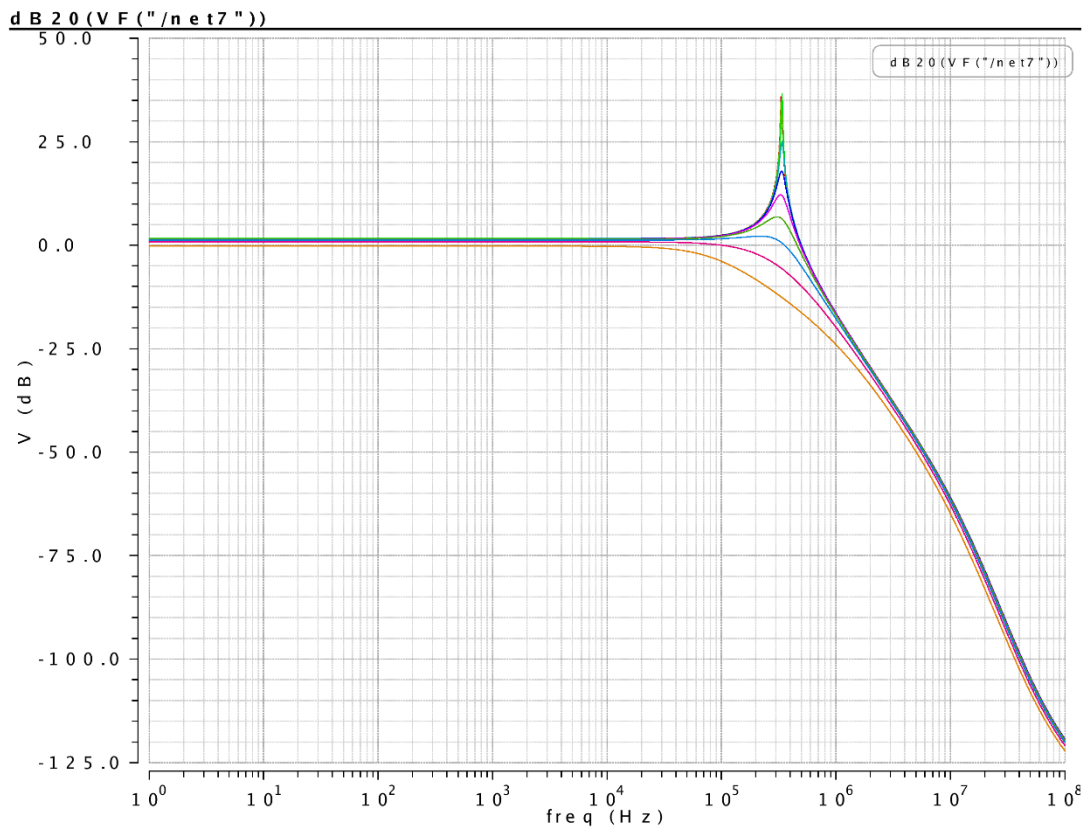
C.5 Rozkmit gm1



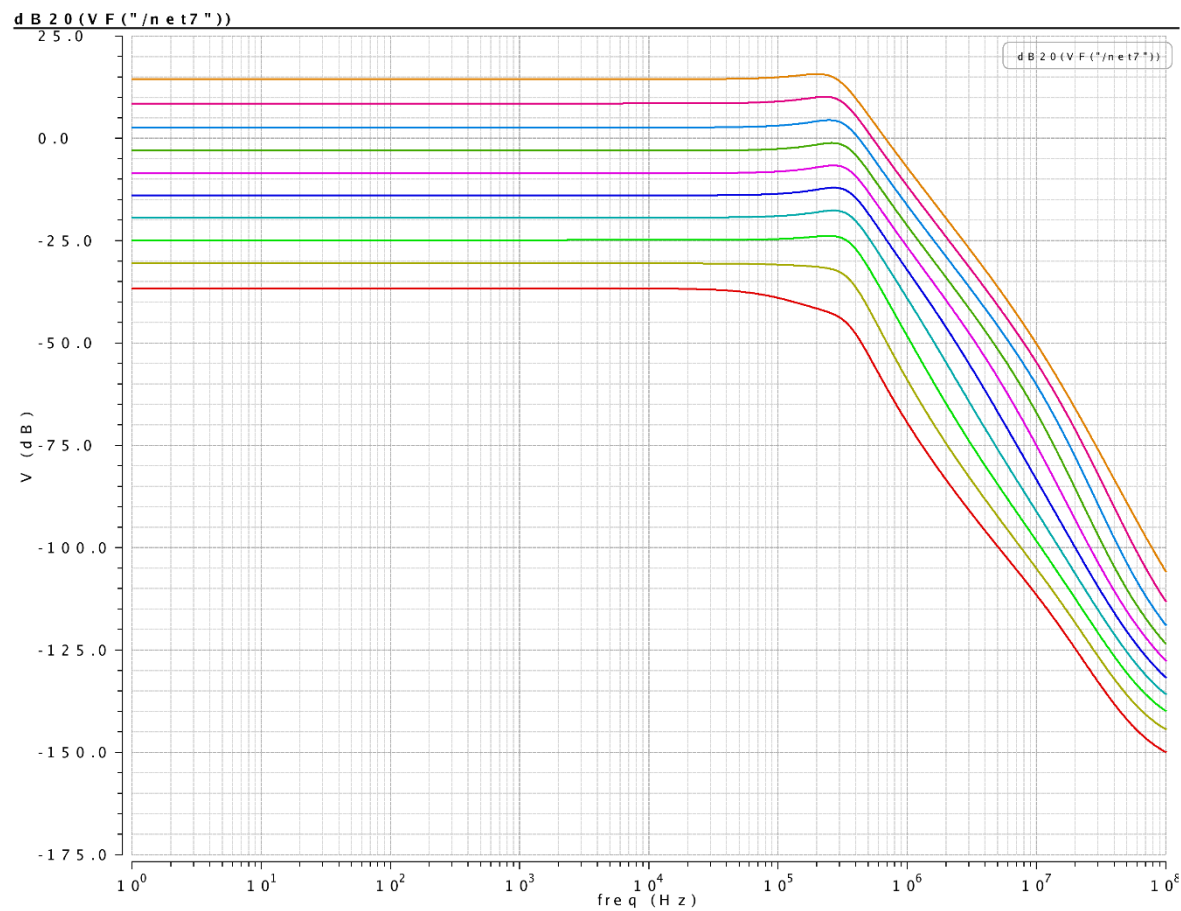
C.6 Rozkmit gm2



C.7 Rozkmit gm3



C.8 Rozkmit gm4



D Obsah CD

- CD /PDF práce
- /CSV soubory
- /Grafy
- /Knihovna